

昭和36年5月25日 第3種郵便物認可 昭和36年5月20日印刷 昭和36年5月25日発行 第444号(毎月1回25日発行)

# 電気通信学会雑誌

The Journal of the Institute of  
Electrical Communication Engineers of Japan

昭和36年5月

MAY 1961

新しい伝送技術 / 特集



社団法人 電気通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan



## CR-100形広帯域歪率測定器



本器は30%～100kc間の歪率測定, 30%～300kc間の電力, 電圧レベルおよび雑音の測定に使用する装置であります。操作は全面的押ボタン切換を採用しており, 歪率, レベル, 雑音すべてdBおよび%による直読方式であります。

### 規 格

入力インピーダンス	600 $\Omega$ (平衡), 10K $\Omega$ (平衡), 100K $\Omega$ (不平衡)
歪率測定	基本波周波数 30%～100kc 連続可変 測定範囲 30%～30kcの間30%～0.1% 30kc～100kcの間30%～0.2%
レベル測定	0dB～70dB
雑音測定	0dB～70dB
確 度	歪率, レベル, 雑音ともに $\pm 5\%$ 以内
寸法・重量	516 (巾) $\times$ 224 (高さ) $\times$ 310 (奥行) $\cdot$ 19kg

# 芝電の 測定器

Shibaden

本器はNTSC方式における複合カラー信号中の色度信号を測定するために設計されたもので, カラープレクサが正しく調整されているか, または完成されたカラーバース信号を取扱っている伝送機が正常な位相・振幅関係をたもっているかどうかを監視し, また敏感な測定を行うのに非常に便利な測定器であります。

なお本器は, 一般のオシロスコープ装置で観測する場合と同様に水平掃引表示も可能ですから, 特に正常な位相の測定を必要とする場合は零調整法により内部精密位相器で測定することができます。これにより微分位相, 微分利得の測定も可能であります。

### 規 格

入力信号	NTSC方式による複合カラー信号 (2信号) 映像1Vp-p 同期0.4Vp-p 75 $\Omega$ 不平衡
外部副搬送波入力	3.579545Mc 副搬送波 2Vp-p以上
位相測定範囲	0～200° 連続可変
位相確度	ベクトル表示において $\pm 2^\circ$ 水平掃引表示 (零調整法) において $\pm 1^\circ$
飽和度測定	2信号比較 $\pm 3\%$
表示方式	ベクトル表示と水平掃引表示 (期間1H)
校正信号	3.59Mc
電源	AC100V 50%または60% 約350VA
寸法	500 (巾) $\times$ 250 (高さ) $\times$ 470 (奥行)

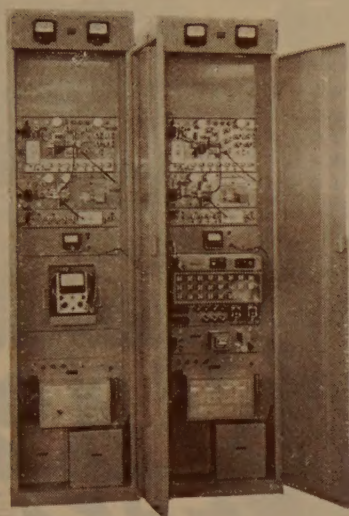
## 749A形ベクトルスコープ



## 芝電 株式会社 芝電 電気測器株式会社

本社・営業所 東京都千代田区内幸町2丁目20番地  
日比谷会館ビル6階 電話 (591) 4241～8 代表  
八王子工場 八王子市大和田町1664 八王子 (2) 6121 (代表)  
営業所 大阪営業所 (36) 11171 (代表) 福岡営業所 (74) 6731・0961

2500MC帯SSB-FM方式



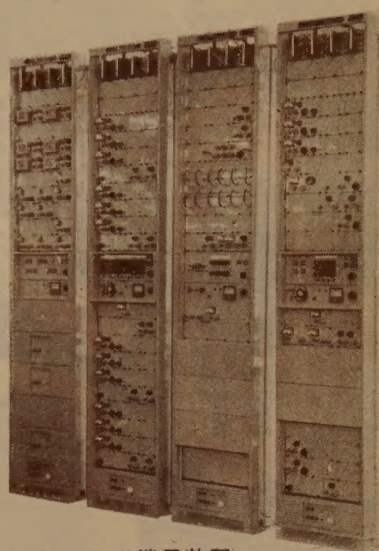
ME-4形無線送信機

本装置はSS-FM方式を採用した60通話路までの多重電話中継回線を構成するに適したものでCCITTの規格に準拠した高性能多重無線装置であります。

#### 端局装置の性能

通話路数.....60ch  
 (外に打合回線を有する)  
 音声有効伝送帯域.....300-3400c/s  
 基礎前群周波数帯域.....12-24kc  
 基礎群周波数帯域.....60-108kc  
 伝送周波数帯域.....60-316kc  
 または8-264kc

# 三菱電機の多重無線通信装置



MX-3形端局装置

#### 空中線の性能

開口角.....130°  
 利得.....32.6db  
 ビーム幅.....3.9°  
 入力VSWR.....1.2以下

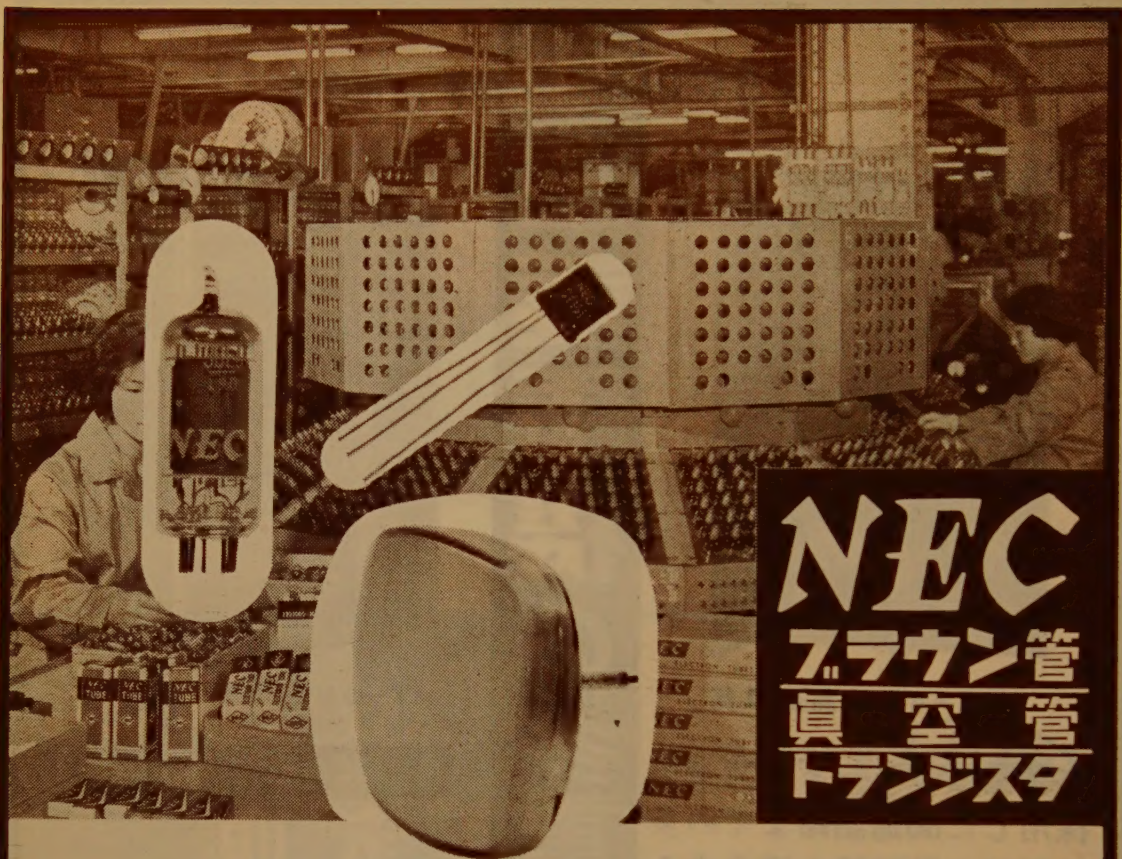
#### 送受信機の性能

周波数範囲.....2,450-2,700Mc  
 変調方式.....FM(周波数変調)  
 中継方式.....ビデオ中継  
 送信出力.....1W  
 変調周波数範囲.....0.3-316kc  
 周波数変移.....±1.5Mc  
 受信機帯域幅.....6Mc  
 受信機雑音指数.....12db以下



三菱電機株式会社





# NEC

## ブラウン管

## 真空管

## トランジスタ

### オートメーションが生み出す高性能！

NECブラウン管は多年の研究と経験のもとに優れた技術と近代的量産設備とによって製作しており、次の様な特徴をもっております。

- 1) フォーカスが鮮鋭で分解能が高く、ストレートガン方式を採用した優れた設計になっております。
- 2) 電源電圧の変動に無関係な完全自動焦点方式でかつ焦点ボケが全然なく、又黒鉛膜の特殊構造によるクイックスタートでありますからスイッチインと同時に、安定した像をむすぶ瞬時安定方式であります。
- 3) ストレートガン方式を採用しておりますので、イオントラップマグネットは不要です。従って常に最良の画像が得られる様になっております。
- 4) 蛍光膜は最も好ましい色調と均一性によりガラスのグレーフェースとあいまってコントラストが良く明るい場所でも鮮明な画面が得られます。

NEC真空管は優れた近代的量産設備と、科学的品質管理によって製作しており、その技術は米国シルバニヤ社より技術提携をうけ、伝統ある我社の技術とあいまってその優れた性能と安定した品質は業界より広く認められておる所であります。

NEC真空管はたえずラジオ・テレビ用に新品種を開発して業界の要求に即応して広く愛用されており、次の様な特徴をもっております。

- 1) 低ノイズ低ハム高感度で品質が均一で電氣的性能にすぐれております。
- 2) 構造堅牢で機械的強度が強く高信頼性で、耐震性にすぐれております。
- 3) 長寿命で長期使用しても特性変動が少く安定性にすぐれております。



新日本電気株式會社  
日本電気株式會社

新日電

本社 大阪市北区梅田2 (第一生命ビル)

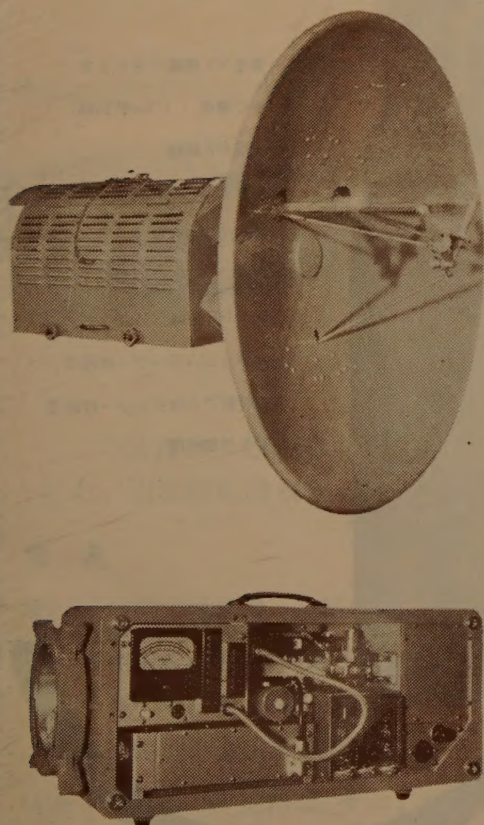
支社 東京都港区芝西応寺町55 (日電別館ビル)



# NEC

## 13000MC 帯 全トランジスタ化 マイクロウェーブ通信装置 《I 3 G—6 0 Tr》

- クライストロン管 1 本のほか全部トランジスタ化された  
世界最初の中継方式
- 13000 MC 帯を用いた世界最初の多重電話中継方式
- 最大 6 0 通話路迄の中継が可能



TR-13GE-5 送受信装置

### 回路構成並に特性

空中線はパラボラ型反射鏡を用い 送受信波の偏波面を互に直交させて送受共用を行い送信側の共用フィルターを省略し 送信部はクライストロン発振器とその変調回路より成り送信出力は約 100 m w その一部は方向性結合器を用いて分離し受信回路の局部発振信号としている 中間周波増巾器は四極トランジスタを用い集中濾波器により帯域を制限し AGC 回路としてはダイオードによる可変減衰器を用い振巾特性の変動を最少におさえた 復調器はダイオードリミッターとディスクリミネーターを用い電源は交流 100 又 200 V を直流 24 V に直しトランジスタ定電圧発振器を用いて昇圧すると共に安定化してクライストロンを動作させている従って 24 V の蓄電池を附加すれば無停電方式とすることができ 本装置に 1.7 m の空中線を用いると約 10 km の区間でフェイディングマージン約 40 db 約 20 km の区間で約 36 db を得て各通話路の  $\frac{S}{N}$  は 50 db 以上となります

### 主要営業品目

電話機・交換機・伝送通信装置・ラジオテレビ放送装置・無線通信装置・電子計算機・自動制御装置・電子管・半導体製品・写真模写電送装置・超音波装置・音響機器・テレビ・トランジスタラジオ・家庭電化用品など.....



## 日本電気



住友電工の

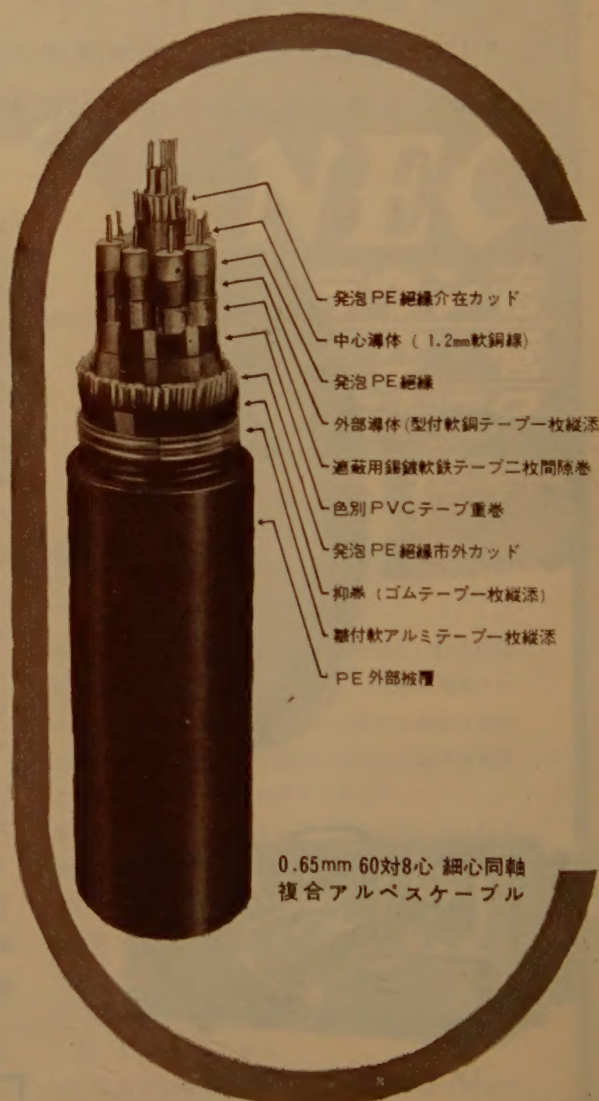
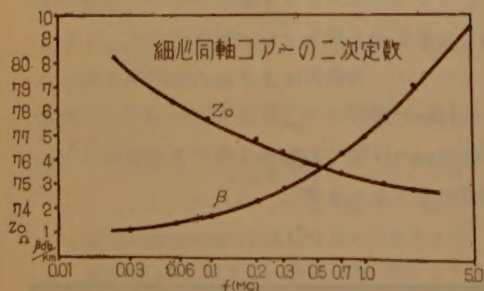
# 細心同軸アルベスケーブル

## 特 性

1. 絶縁抵抗:  $10,000\text{M}\Omega/\text{km}$ 以上
2. 絶縁耐圧: A・C 2,000V
3. 減衰量: 60dB/km  
(1.3Mcにおいて)
4. 特性インピーダンス:  $75 \pm 1.5\Omega$   
(1.3Mcにおいて)
5. パルス反射: 50dB以上  
(パルス幅0.05 $\mu$ s)
6. 漏話減衰量: 120dB/250m以上  
(60Kcにおいて)
7. 屈曲特性: きわめて良好

## 特 徴

1. オールプラスチックケーブルである
2. 充実型で機械的に強い
3. 軽量且つ可燃性に富み、接続工法が容易である
4. 高度の伝送特性を具備していますので  
中短距離搬送ケーブルに  
テレビ中継回線に  
電力線搬送等の引込線等に  
適しております。



住友電気工業株式会社

本社 大阪 市此花区恩貴島南之町60  
支店 東京 都港區芝琴平町1  
支店 名古屋 屋・福岡



新製品! **トランジスタ式**

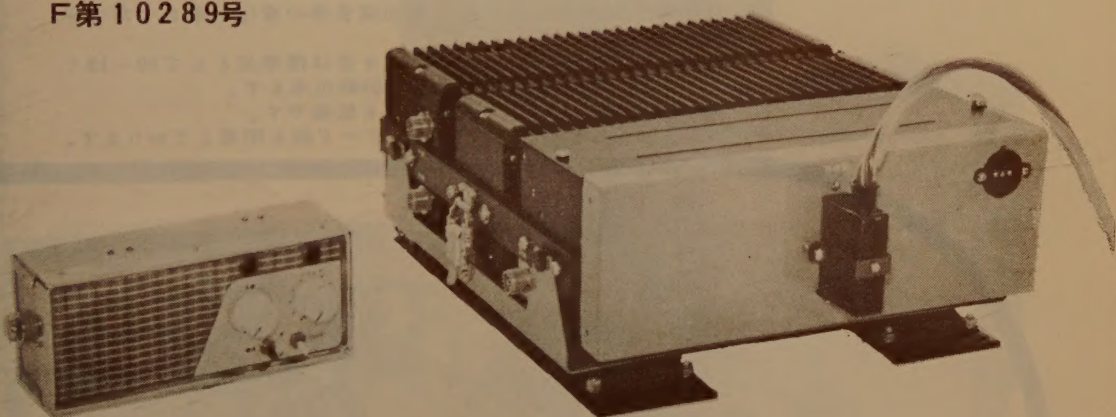
# 東芝の超短波無線電話装置

*Toshiba*

**TA-2462A形(12V用)**

**TA-2462B形(6V用)**

型式検定合格  
F第10289号



この装置は、受信機および電源部のすべてと、送信機の一部をトランジスタ式とした、周波数範囲 60Mc 帯、送信出力10W / 5WのFM無線電話装置です。

## 特 長

- 1) 受信機・送信機・電源部は同一筐体におさめ、軽量・小形にしています。
- 2) 真空管の温度上昇は、トランジスタの部分に影響のないよう、設計上十分に考慮され、電力消費量も少なくて済みます。
- 3) 装置内部の点検が、たやすくできる構造になっています。
- 4) トランジスタ回路は、すべてプリント配線を採用して、性質の均一化をはかっています。
- 5) 大きさは、306(幅)×105(高さ)×385(奥行) mm ですので、トランクマウントまたは座席のすみなどに置くことができます。
- 6) 周囲温度は $-10^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ の範囲および温度 $40^{\circ}\text{C}$ 、湿度90%の状態でも、各性能は十分に動作します。

**東京芝浦電気株式会社**



# 通信機器回路部品のリード線には 藤倉の“フリード線”を!!

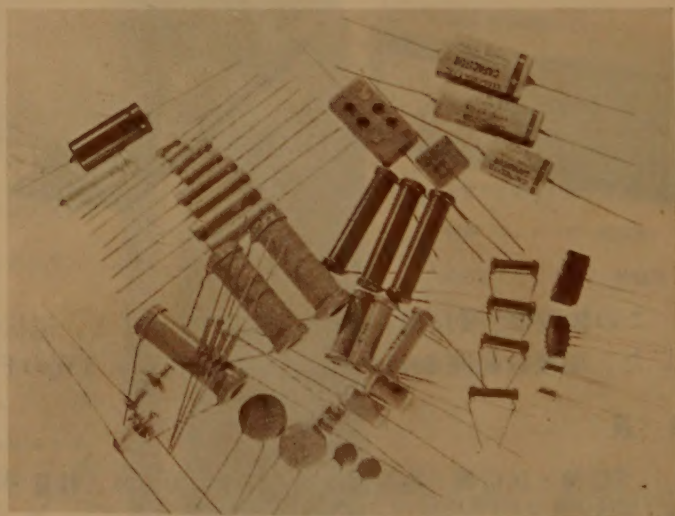
この度画期的な製造方式により優秀な「半田メッキ銅線」の開発に成功致しました。これを“フリード線”と名付けて各位の御試用をお待ちしております。

## 特 徴

回路部品の端子リード線としてこれを御使用になる場合に次のような特徴があります。

1. ハンダ付性が従来品より格段に優れており、接続の際ペースト等はいりません。
2. 部品製作工程中の熱処理で酸化変色したり、ハンダ付性が低下するような事はありません。
3. 長期間の保管等によっても表面腐食等の変化を来さず常に光沢を有し美麗です。
4. 合理的な合金組成を有し、メッキ厚は標準品として10～15ミクロンですが必要に応じ自由に加減出来ます。
5. 量産方式を採っているため価格も低廉です。

尚、細くても容易に断線しない強力フリード線も用意しております。



フリード線の用途例



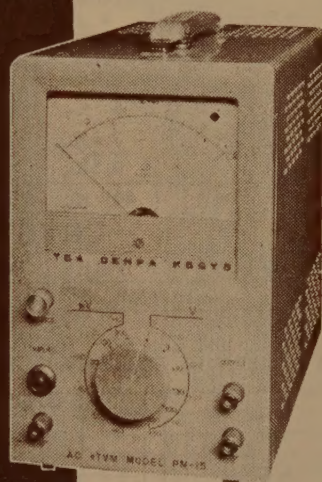
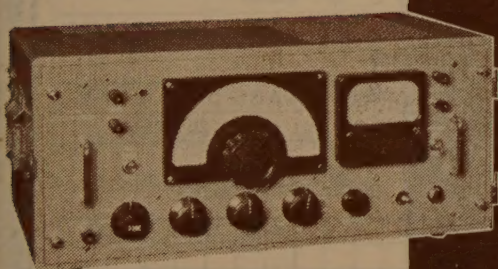
# 藤倉電線株式會社

本 社 東京都江東区深川平久町1の4 電話(641) 代表1111, 1131, 4156  
工 場 東 京・沼 津  
販売店 大 阪・福 岡  
駐在員 札 幌  
出張所 名古屋・仙台



'61

## 東亜電波 の計測器



### D-20C型 ひずみ率計 | PM-15型 高感度交流真空管電圧計

CRブリッジ方式の連続可変型ひずみ率計で、  
レベル計としても使用できます。

ひずみ率測定器として、

周波数範囲 20%~20 kc 3レンジ

測定範囲 0.1%~100%

(0.3, 1, 3, 10, 30, 100% 6レンジ)

入力インピーダンス 600Ω ± 3% 及び 10kΩ ± 20%

レベル測定器として、

周波数範囲 20%~100 kc

測定範囲 -70dBm~+30dBm

入力インピーダンス 600Ω ± 3% 及び 10kΩ ± 20%

交流専用の高感度、広測定範囲の真空管電圧計  
で、微小交流電圧の測定に最適です。レベル計及  
び増幅器としても使用できます。

測定範囲 20μV~300Vrms, -80dBm~+52  
dBm (600Ω)

精度 フルスケールの±2%(20%~100kc)  
±5%(10%~4Mc)

入力インピーダンス 直流抵抗 約10MΩ, 並列容  
量30pF以下

出力 パネル面に端子を有し、フルスケ  
ールの出力電圧0.15Vrms以上,  
出力抵抗約50Ω

付属プローブ 直流抵抗 約10MΩ 並列容量15pF以下  
倍率1/10

## 東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町235-1・(369) 0101 (代)  
出張所 大阪市東区浜路町3の6 船場ビル・(23)6547  
小倉市大門口 82・(5)5455  
サービス 福岡市東区88-2 日興電気商会内・(4)4910  
ステーション 名古屋市中区朝日町2の5 朝日エレクトロン内・(97)5232



# 新製品



## 10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

### APPLICATIONS

• AM, FM, SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS  
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

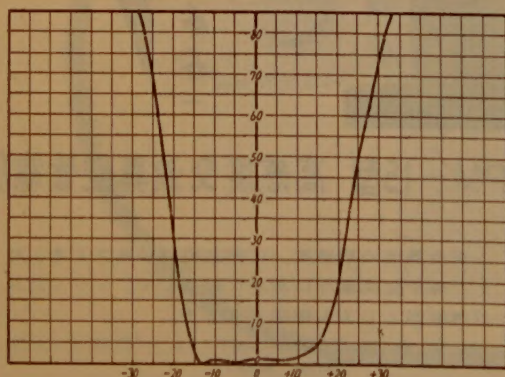
### SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	〃	15 Kc	30 Kc	〃	〃	1,000	〃
10 M-E	〃	6 Kc	15 Kc	〃	2 db	500	〃
10 M-F	〃	3.5 Kc	10 Kc	〃	〃	300	〃
10 M-H	〃	0.5 Kc	2 Kc	〃	〃	2,000	〃
10 M-J	〃	30 Kc	50 Kc (75 db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30mm

### CRYSTAL DISCRIMINATOR

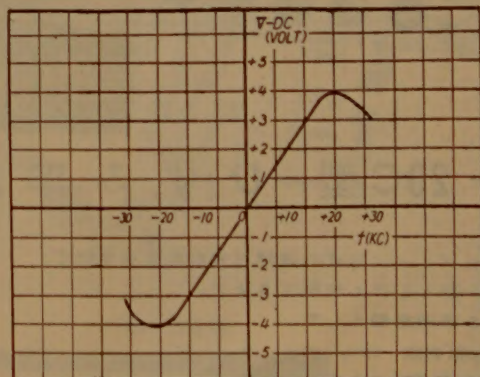
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT 10K, OUTPUT 500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA  
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc  
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC  
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc  
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系例既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。  
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



## 東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 電話川崎(2)3771~3779, 2766  
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地 鋼鉄ビル内 電話東京(591)1973, 1974  
大阪営業所 大阪府西区江戸堀上通り2丁目37番地(救吉ビル) 電話土佐堀(44)4332~6  
福岡営業所 福岡市天神町58番地 天神ビル 電話福岡(75)6031, 6416



# 進行波給電スロット付鋼管の テレビ放送および FM放送 アンテナの特徴

写真は弊社平塚電線製造所構内に建設された進行波給電スロット付鋼管テレビ放送アンテナのスロット部分（F.R.P. カバーでおおわれている）であります。

1. 簡単且頑丈な鋼管構造、鋼管の側面に半波長に満たない長さのスロットを複数切取った構造。 鋼管の直径はスーパーターンスタイルアンテナの支柱程度。複数の給電線でアンテナを励振せず、下方より順次鋼管内から給電し頂部で終る。
2. 受信電界が水平伝播距離に応じて単調に弱くなる。
3. 殆ど完全な水平無指向性である。
4. VSWR が小さい。雪の附着による劣化も少い。
5. 一本の給電線方式。
6. 風圧荷重が少い。
7. 電力利得が3乃至20倍のアンテナが用意出来る。



## 古河電気工業株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の14



# SONY

シリコントランジスタ

# 2SC42 シリーズ<sup>®</sup>(Mesa パワー)

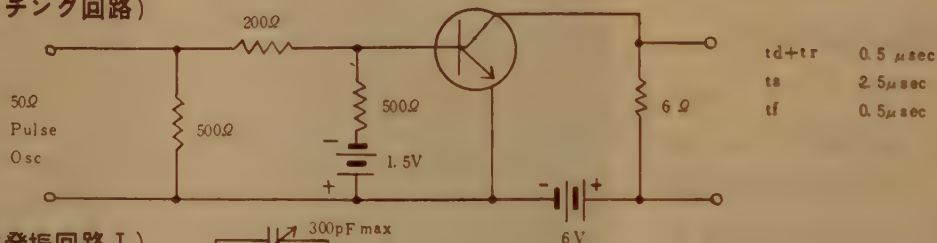
・高信頼度・高周波・大出力

## 最大定格

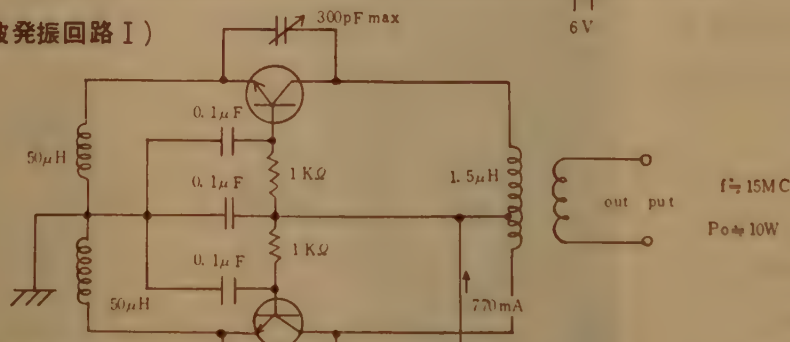
$V_{CBO}$	150 V
$P_c$	50W
$f_{ab}$	20 Mc
$I_c$	5 A
$T_j$	150°C

## 応用例

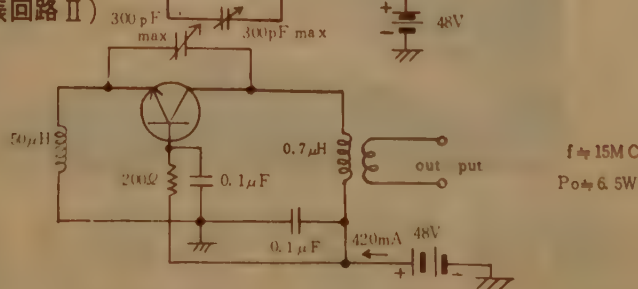
### (スイッチング回路)



### (高周波発振回路 I)



### (高周波発振回路 II)



ソニー株式会社

東京都品川区北品川6-351 Tel (442) 5111

ソニー商事株式会社

東京・大阪・名古屋・福岡



GENERAL

# ● セミトランジスタ化 400MC極超短波無線電話装置 業界に先駆けて完成！

MODEL CM401



## 概 要

ゼネラルが我が国で始めて完成したこの無線電話装置は、送受信部、電源部、制御部が同一筐体に収納されており、その上受信部の一部と電源部がトランジスタ化されているために、小型軽量で、消費電力も非常に少なくて済みます

## 性 能

周 波 数	360 ~ 420 MC 中の一周波数
空 中 線 出 力	5 W
変 調 方 式	リアクタンス管位相変調方式 (IDC 付)
消 費 電 力	受 信 時 DC12V 2A    送 信 時 DC12V 6A

**ゼネラル** セミトランジスタ化  
400MC極超短波無線電話装置



八欧電機株式会社

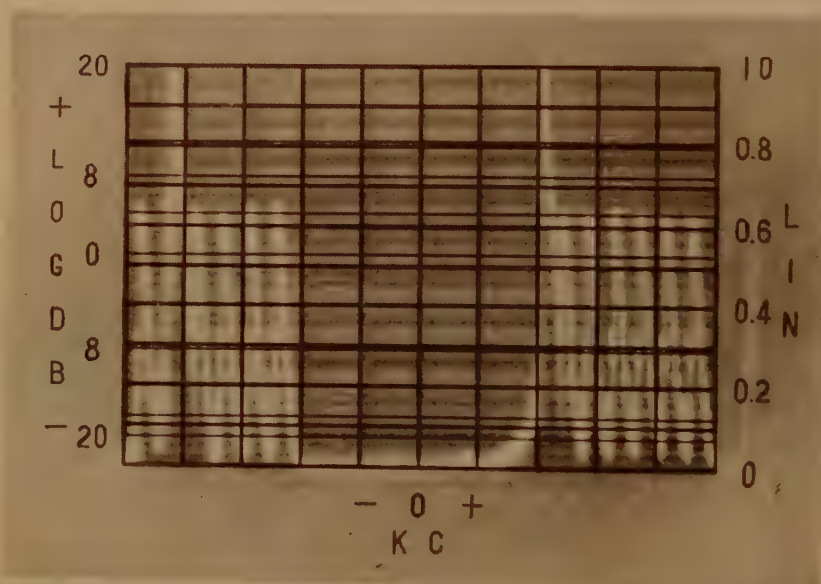
お問い合わせは  
神奈川県川崎市末長1116番地  
八欧電機株式会社通信機部  
TEL 溝の口 (048) (代表) 5111・玉川代表 (701) 1171 番



# 多重搬送電話端局装置の 調整、保守に

**FA-3型**

## 直視型撰択レベル計



### 写真説明

本装置を18CH多重搬送電話端局(12CH実装)の線路出力側に接続観測した場合で、左より2番目は話中回線、7番目は1Kcの標準レベルを示し、其の他は信号レベルで、通話路間隔は4Kcであります。この様に回線を切断することなく、線路に本装置を並列に接続するだけで機器の動作状態を調べることができます。

### 電気的特性

測定周波数帯域	2 Kc~450 Kc	走査周波数	電源周波数の $\frac{1}{2}$ $\oplus \ominus$
測定周波数帯域巾	0 ~ 100 Kcの間連続可変	使用ブラウン管	50P7(F)
測定レベル	+10db ~ -60db	電源	AC 100V 150W
測定目盛	LIN 約20db LOG 40db		
目盛誤差	$\pm 0.5$ db以内 (LOG目盛)		



# 大井電気株式会社

横浜市港北区菊名町864 電話 横浜 (49) 7841 (代表)

# DC~60MC

これが61年型の  
シンクロスコープです

## 岩崎のシンクロスコープ

国内最大のシンクロスコープ専門メーカーの岩崎通信機は、いよいよDC~60MCの広帯域型シンクロスコープSS-5602の販売を開始しました。

SS-5602

SS-5602の性能

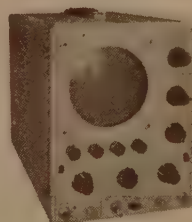
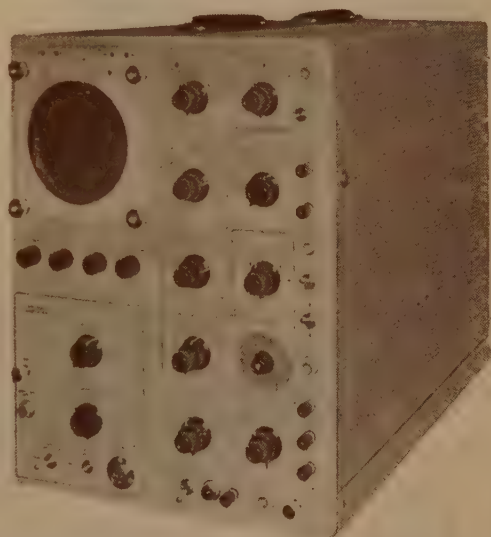
ブラウン管	5BHP2
感 度	0.05V/cm~0.2V/cm
周波数特性	DC~60MC-3dB
掃引速度	拡大器を含め 0.02 $\mu$ sec/cm~12sec/cm
校正電圧	0.15mv~50V
寸 法	350W×450H×720L

又、新製品として、5吋ブラウン管を使用した、DC~5MCのSS-5051  
DC~2MCのSS-5022  
も加わりました。

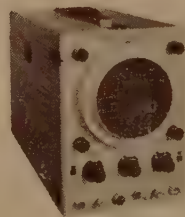
このほか、次の種類のシンクロスコープがあります。

DC~4MC	SS~3041	ミゼット タイプ
DC~5MC	SS~5052	ポータブルテレビ用
DC~10MC	SS~5102	プラグインシステム
DC~15MC	SS~5151	スタンダード
"	SS~5152	スタンダードテレビ用
"	SS~5154	南方向
"	DS~5155	2ビーム プラグイン
DC~30MC	SS~5302	プラグイン システム
DC~1MC	MS~5012	メモリープラグインタイプ

エレクトロニクスの凡ゆる分野で活躍している岩崎のシンクロスコープを御用命下さい。



SS-5051  
DC~5MC



SS-5022  
DC~2MC



岩崎通信機株式会社

カタログ等お問合せは営業所又は出張所  
にお願いします。

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野不動産ビル  
電話 (271) 0461~8・0471~7  
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル  
電話 (23) 1616(代表)  
本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710 電(391)2231(代表)  
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本



# パルス 発生器

# High speed

## 繰返し 5Mc・1Mc

### TYPE SHP-5M



#### 性能

- 繰返し周波数 10%～1 Mc
- パルス巾 0.1 $\mu$ s～100 $\mu$ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 20V
- 出力インピーダンス 75 $\Omega$
- 出力波形 立上り時間 20m $\mu$ s以下  
下り時間 20m $\mu$ s以下  
サグ・オーバーシュート  $\pm 5\%$ 以下
- 同期出力 主出力パルスより 0.1 $\mu$ s先行  
出力トリガー電圧 正5V $\pm 20\%$
- 最大デューティ 50%

#### 性能

- 繰返し周波数 内部同期 50kc～5 Mc  
外部同期 50kc～5 Mc
- パルス巾 0.05 $\mu$ s～1 $\mu$ s
- 出力極性 正および負
- 出力電圧 正 15V, 負 13V
- 出力調整 75 $\Omega$  抵抗減衰器により:  
10dB step 4段  
1dB step 10段
- 出力波形 立上り時間 20m $\mu$ s以下  
下り時間 30m $\mu$ s以下  
サグ・オーバーシュート  $\pm 5\%$ 以下
- 最大デューティ 約30%

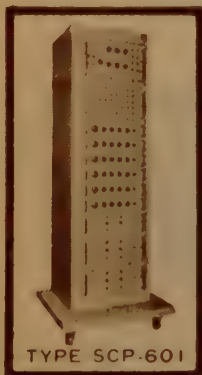
### TYPE-SPG-1M



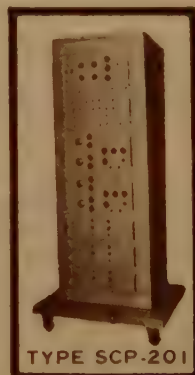
### — プログラムパルス発生器 —

型 式	主 用 途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-201	メモリーコ ア試験用	1～10 $\mu$ s (連続可変)	0.1～1 $\mu$ s (連続可変)	0.3～1 $\mu$ s (連続可変)
		脈 巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
		最大 1 A (連続可変)	2 kc～20 kc (連続可変)	$\pm 2\%$ 以下

型 式	主 用 途	パルス巾	立上り時間	下り時間
SCP-601	ロケットリ クス試験用	1～10 $\mu$ s 2～15 $\mu$ s (連続可変)	0.1～1 $\mu$ s (連続可変)	0.2～1 $\mu$ s (連続可変)
		脈 巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
		最大 0.6 A (連続可変)	1 kc～20 kc (連続可変)	$\pm 3\%$ 以下



TYPE SCP-601



TYPE SCP-201

# 三和電子製作所

# SANWA

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺597



# TYPE STC-1001

## 特 長

- 1) 本器はいままでのトランジスタカーブトレーサーに比べてH定数およびY定数の各項目が簡単な操作によって測定できる。
- 2) コレクター測定回路に過電流リレーが付いているため測定中にトランジスタを破損することがない。
- 3) パラメータとなるステップ電圧が非常に安定しているので、正確な曲線群が測定できる。
- 4) ステップ電圧波形が直視できる。

## 性 能

### △ 測定できる曲線群

PNP・NPNの $H_{21}$ ,  $H_{11}$ ,  $H_{21}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  (エミッターおよびベース接地可能) その他ダイオード、放電管等の特性も直視できる。

### △ コレクター関係

コレクター掃引電圧 0~3V(1A) 0~30V(1A)

0~300V(1A)連続可変

パラメータステップ電圧 .01~1V/step

7点切換

直 列 抵 抗 300Ω~1000KΩ 8点切換

### △ ベース関係

ベ ー ス 掃 引 電 圧 0~3V(1A) 連続可変

パラメータステップ電流 1μA~50mA/step

15点切換

直 列 抵 抗 3~1000Ω 6点切換

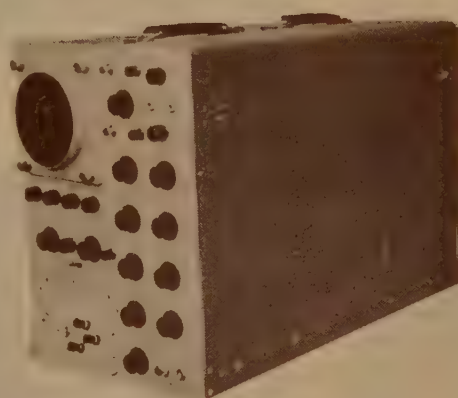
### △ 垂直軸、水平軸関係

コレクタ電圧 .01~20V/div

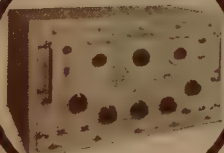
コレクタ電流 .01~200mA/div

ベ ー ス 電 圧 .01~.5V/div

# トランジスタ 静特性直視装置

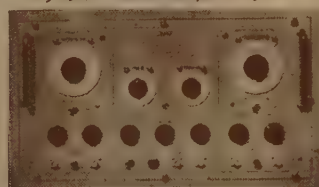


TYPE



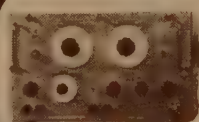
SPG-5

ダブルパルスゼネレーター



TYPE SPG-13

TYPE



SPG-4

## — 電圧パルス発生器 —

	パルス巾	下 り	P. R. R.	出力電圧	遅 延	ATTナシ 出力 imp	ATTアリ 出力 imp	A T T
SPG-5	0.07 ~10 μs	0.025 0.025	50 c/s ~5kc/s	50 V	+10~ 100 μs		50Ω	60 dB
SPG-4	0.2 μs ~50 ms	0.05 0.15	10 c/s ~100kc/s	20 V	-5 ~ 500 μs	+ 200 + 2k		
SPG-13 (ダブル)	0.2 ~200 μs	0.07 0.2	$\frac{1}{100} \frac{c}{s}$ 及クレンシット	$1K\Omega \pm 30V$ $75\Omega \pm 50V$	固定 2 μs 間隔 0 ~ 100 μs		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-3 (ダブル)	0.2 ~20 μs	0.07 0.2	1 c/s ~10kc/s	$1K\Omega \pm 30V$ $75\Omega \pm 50V$	固定 5 μs 間隔 0 ~ 100 μs		高 1 k 低 75 Ω	
SPG-2	0.2 ~20 μs	0.05 0.15	100 c/s 10kc/s	20 V	-10~ -150 μs	-	50Ω	60 dB
SPG-1	0.5 ~50 μs	0.05 0.15	50 c/s ~50kc/s	20 V 2 V	-10~ -150 μs	+ 200 - 2k	75Ω	60 dB

**SANWA**

**三和電子製作所**

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺 597

**Kowa**

● 自動化された工業用テレビジョンカメラ

# コワオート・アイ

KOWA AUTO-EYE AE-10

- 自動化された全トランジスタ式ビデオコンカメラで、広範囲な用途を持って居ます。
- 極めて小型軽量でACでも携帯用バッテリーでも動作します。
- 250:1以上明暗変化に追従する完全自動感度調整装置が付いています。
- 家庭用テレビでも、有線モニターでも、そのまま接続して使用出来ます。
- 通常F1.4, 25mmのレンズが付いて居り高感度の為、室内撮影も可能です。
- 専用の三本ターレットやズームレンズが自由に取付けられます。  
なお、三本ターレット用レンズやズームレンズは、当社製プロミナーが用意されております。
- 寸法 巾68×高150×奥行205mm  
重量 2.45kg



**興和株式会社**  
**電機光学部**

東京神田東松下町11(共伸ビル)

電話 東京 (291) 0741~9

カタログ送呈



# 超微小電流計 超絶縁計 電位計



MMA II-16型

$10^{-16}A$   $0.1mV$   $10^{18}\Omega$

最古の歴史  
最高の性能  
最高の信頼度  
長期無故障

## 振動容量型

## 直流増巾器型

### 振動容量型

型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンジ	絶縁測定
MMA II-12型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^9 \Omega$	5	$10^{10} \Omega$
MMA II-13型	$10^{-9} \sim 10^{-11} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$	5	$10^{10} \Omega$
MMA II-14型	$10^{-10} \sim 10^{-12} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{11} \Omega$
MMA II-15型	$10^{-11} \sim 10^{-13} A$	$1 \sim 10 mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$

MMA II-16型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$		$10^8 \sim 10^{10} \Omega$	11	
		$0.1 \sim 10 mV$	$10^{10}$ 以上	5	
			$10^8 \sim 10^{10} \Omega$	11	$10^8 \sim 10^{10} \Omega$
MMA II-16P型	パネル型にて性能はMMA II-16型と同じ				

### 振動容量型電位計

SSV II-14型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	$1 \sim 3000 mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$ 以上	8	$5 \times 10^{10} \Omega$
SSV II-15型		$1 \sim 3000 mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$ 以上	8	
SSV II-16型		$0.1 \sim 3000 mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$ 以上	10	

### 直流増幅器型 (乾電池電源型)

MMA V-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	$5 mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$5 \times 10^{10} \Omega$
MMA V-11型	$10^{-9} \sim 10^{-11} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$5 \times 10^{10} \Omega$

### 直流増幅器型 (AC電源型)

MMA VI-10型	$10^{-8} \sim 10^{-10} A$	$5 mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$10^{10} \Omega$
MMA VI-11型	$10^{-9} \sim 10^{-11} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{10} \Omega$
MMA VI-12型	$10^{-7} \sim 10^{-11} A$	$5 mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{10} \Omega$

カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。



株式会社 川口電機製作所

東京都港区芝白金三光町 7-1  
TEL 白金(441) 8312・6141・6143

# 三井の電線・ケーブル



## 西日本電線株式會社

本社・工場	大分市大字駄原 2 8 9 9 番地	電話(2)6141
東京営業所	東京都日本橋室町 三井ビル内	電話(241)5084
大阪営業所	大阪市北区中之島 三井ビル内	電話(44)3731
福岡営業所	福岡市天神町39 三井銀行ビル内	電話(4)4084
名古屋出張所	名古屋市広小路西通 三井物産ビル内	電話(54)3171
小倉出張所	小倉市京町10-381 五十鈴ビル内	電話 2 8 1 0
札幌出張所	札幌市北二条西3丁目 越山ビル内	電話(2)2056

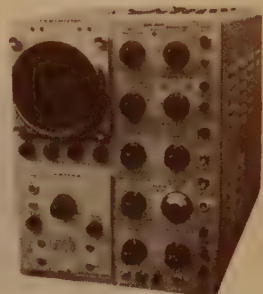


# ANDO 測定器



## 高速パルス関係機器の 調整、測定は本器で パルスコープ

型名	性能	周波数範囲	立上り時間	感度	掃引時間
BP-1015 型		DC~1 Mc	0.3 $\mu$ sec	30 mVpp/cm max	2 $\mu$ sec/cm ~0.06 sec/cm
BPD-1045 型 (2現象観測用)		DC~4 Mc	0.1 $\mu$ sec	0.1 Vpp/cm ~50 Vpp/cm	0.2 $\mu$ sec/cm ~1.2 sec/cm
BP-1305 型		DC~30 Mc	0.013 $\mu$ sec	0.005 Vpp/cm ~20 Vpp/cm	0.02 $\mu$ sec/cm ~12 sec/cm 遅延掃引 1 $\mu$ sec~0.1 sec



BP-1305 型

430×320×600 mm 30 kg

50 kc~1 Mc のパルス電源

## パルス発生器 PUO-4 型

繰返し周波数、パルス巾共正確に直読出来、特に電気系・振動系変換部の伝送特性の試験用調整用の電源として使用されます。

### 性能

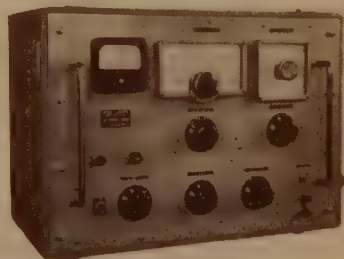
繰返し周波数 50 kc~1 Mc

パルス巾 0.2~10  $\mu$ s

立上り、立下り時間 0.1  $\mu$ s 以下

オーバーシュート、サグ 3% 以下

出力 100  $\Omega$  負荷にて 0~20V



PUO-4 型

370×520×350 mm 28 kg

### 広告目次

11 月号 マイクロ波測定器

12 月号 パルス発生器

1 月号 17 Mc 帯測定器

2 月号 抵抗減衰器

3 月号 マイクロ波測定器

4 月号 半導体測定器

# 安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3-4

Tel (734) 1161 (代)



## 新スイッチング素子の完成

数 字 表 示 管

光 導 電 半 導 体

+) クセノンガス入り放電管

カウンタが使いやすくなった

新しい光導電スイッチング素子の開発研究によって、そのスペクトル感度に合ったクセノンガス入り放電管と組み合わせたコード変換方式を完成しました。これによってタケダ理研製カウンタの全機種は数字表示管で表示されるようになりました。このようなコード変換方式は、高レスポンスを必要としない回路に用いて、すぐれた経済性と安定性をもち、カウンタは一層使い易くなりました。

**-TR- 111** 精密エレクトロニック・カウンタ、**-TR- 100** シリーズ・ユニバーサル・カウンタは、その高精度、高信頼度の性能をいかしてSSB、TV、放送、無線業務、宇宙観測等における周波数の測定、監視、調整、研究をはじめとして、回転数等の周波数に関連づけられた量の測定にDCから220MC (**-TR- 111 + 112A/B**) または2.5MC (**-TR- 110DD**)、200KC (**-TR- 109B**) という広い範囲をカバーすると共に、飛翔体、高速運動体の速度、リール、電磁バルブ等の電氣的、機械的な作動時間の測定が $0.3\mu\text{S}$ から $10^7\text{S}$  (**-TR- 111 + 113B**)まで、現象の繰返し時間、持続時間、立上り時間、立下り時間、更に任意の区間の時間について測れます。

**-TR- 100** シリーズは周波数、時間、周期、周波数比測定と高速積算計数が1台のカウンタでできるタケダ理研独自のユニバーサル・カウンタとして設計製作されています。

**-TR- 111** は独特のアクセサリ・プラグ・イン・ユニット方式を用いていますので、1台のカウンタ本体に対して、用途に適応したプラグ・インを用いれば、特殊な測定にも容易に応用でき、その高性能を発揮することができます。

タ ケ ダ 理 研

本社/工場 東京都練馬区旭町285 Tel(933) 4 1 1 1 (代)

大阪営業所 大阪市北区梅ヶ枝町92ヤノシゲビル Tel(312)2695(直)/0051(代)



エレクトロニクス技術者

募機械設計技術者

集

パルス機器の設計製作大

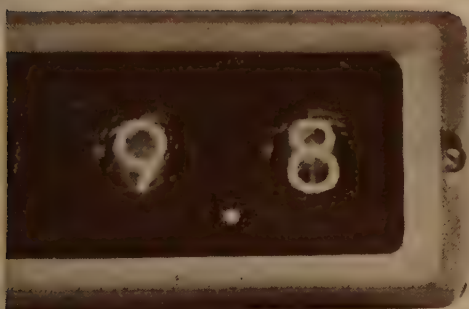
学理工科卒業者

ディジタル機器の筐体、

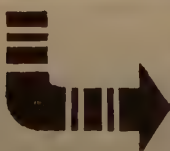
プリンター自動制御機器

の設計製作高工機卒以上

いずれも年令35才まで詳細は本社総務部え

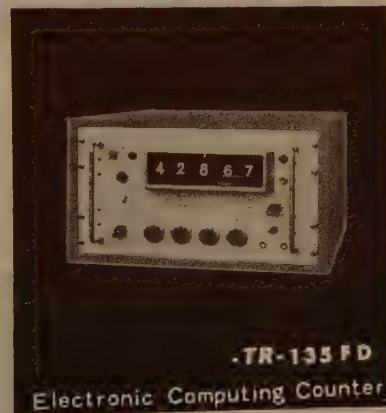


**-TR-111D**  
Precision Electronic Counter



**-TR-278** Digital Printer

前—21



# トランジスタ 高周波電流増巾率測定器

TMH-150DS  
(高周波  $\alpha \cdot \beta$  測定器)

## 規格

### 測定範囲

- (1) 測定周波数範囲 10Mc~150Mc 3点切換
- (2) 測定範囲  $I = 1$  0.1~1.0
- (3) 読取精度 3桁まで読取可能
- (4) 3dBの減衰器により  $f\alpha$  を簡便に測定出来ます。但しこの場合  $\alpha$  は1Mcにて測定します。3dB減衰器の精度  $\pm 1\%$  以下。
- (5) 増巾器の不平衡度  $\pm 3\%$  以下 (全レンジ)
- (6) 測定精度  $\pm 3\%$  以下

### $\beta$ 測定の場合

- (1) 測定周波数範囲 10Mc~150Mc 3点切換
- (2) 測定範囲 1~120
- (3) 読取精度 3桁まで読取可能。
- (4) 3dB減衰器により  $f\beta$  を容易に測定出来ます。但しこの場合  $\beta$  は1Mcにて測定しますので非常に高い周波数帯のトランジスタでない測定条件を満足しません。
- (5)  $\beta$  絶対値の減衰器を1.0に固定しておけば、周波



数ダイヤルのみを操作することにより  $fT$  を測定することが出来ます。  
(6) 増巾器の不平衡度  $\pm 3\%$  以下  
(7) 測定精度  $\pm 10\%$  以下

バイアス  
コレクタ電圧 0~10V <連続可変  
0~50V  
エミッタ電流 0~2mA <連続可変  
0~10mA

### 外形寸法及重量

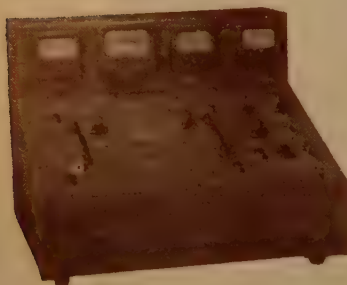
測定本体部 570(巾) × 520(奥) × 300(高) %  
電源部 280(巾) × 520(奥) × 300(高) %  
% 40kg  
ユニット部 120(巾) × 300(奥) × 100(高) %  
( $\alpha, \beta$  共) % 4kg

TMH-5

# 高周波 $\alpha$ 測定器

## 仕様

- (イ) 試験周波数 任意の一周波  
(ロ)  $\alpha$  1~0.1 直読  
(ハ) バイアス コレクタ電圧は定電圧方式 0~10V  
エミッタ電流は定電流方式 0~3mA  
いづれも各種のトランジスタに  
対して調整不要
- (ニ) 測定部及び発振部はユニット化してあり、これを挿しかえることにより各種の周波数における  $\alpha$  が測定できる。  
(ホ) 電源 50・60% 100VAC  
(ヘ) 寸法 巾40cm × 高さ30cm × 奥行28cm  
重量 20kg



# トランジスタ 高周波 $fT$ 測定器

概要 本測定器はエミッタ接地トランジスタの  $\beta$  をある特定の周波数により測定し、その値により  $\beta$  が1になる周波数 ( $fT$ ) を推測する事を目的に設計、製作されたものであります。

## 性能

測定周波数 100Mc 1周波  
 $fT$  測定範囲 300Mc~1000Mc フルスケール2レンジ  
精度  $\pm 10\%$   
バイアス コレクタ電圧 0~10V 0~30V 2レンジ  
エミッタ電流 0~2mA 0~20mA 2レンジ  
P.N.P. N.P.N 切替可能

## 外形重量

巾 460%  
奥行 290%  
高さ 280%  
重量 15kg

TMH-100B



# トランジスタ 高周波 $fT$ 測定器

TMH-10B

概要 本測定器はエミッタ接地トランジスタの  $\beta$  をある特定の周波数により測定し、その値により  $\beta$  が1になる周波数 ( $fT$ ) を推測する事を目的に設計、製作されたものであります。

性能 測定周波数 10Mc 1周波  
 $fT$  測定範囲 0~3Mc 0~100Mc  
バイアス コレクタ電圧 2.4, 6, 8, 10, 12V 6点固定  
エミッタ電流 0~3mA 連続可変  
PNP, NPN 切替可能

外形・重量 200(巾) × 200(奥) 300(高) % 3kg  
電源 50~60% 100V 200VA

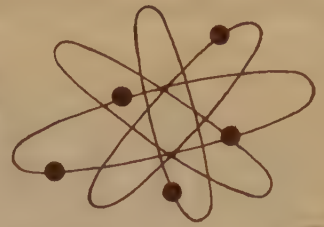


東京電波工業株式会社

東京都目黒区原町 1236 (713) 8101 (代表) - 4  
支社 大阪市北区本頓町 34 (35) 7220



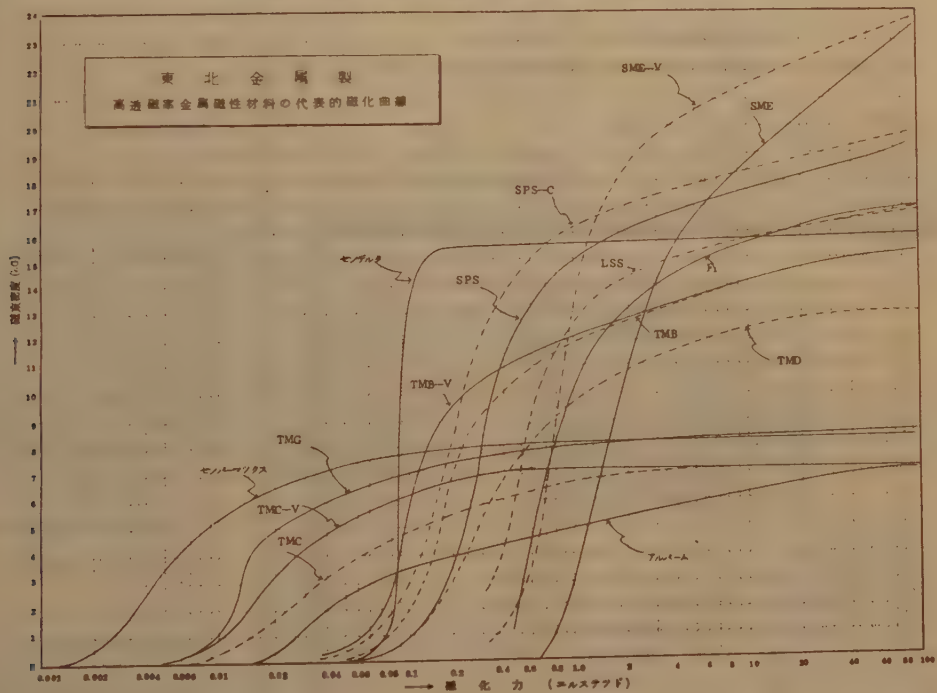
# 躍進する 東北金属の磁気材料



パーマロイ

巻鉄芯

各種製品特性図表



## 営業品目

純鉄製品

1%ケイ素鉄合金 (LSS)

純ニッケル製品

センバマックス (TMH)

センデルタ ( $M_{50}$ )

T・M合金 (Fe-Ni, パーマロイ)

ポピンコア

純鉄振動板

セメンジュール

(鉄・コパルト合金) (SME)

センパシル (SPS)

アルフェル (磁歪合金板) (AF)

パネ用ステンレス条

鍛造成型磁石及び磁石鋼々材

鍛造磁石 (TMK)

特殊鋼

センダストコア

TMダストコア

(モリブテンパーマロイ圧粉磁石)

カーボニルコア

ポリアイアン

フェライトコア

(フェリブックス) (FBK)

フェリネット

チタン酸バリウム磁器

フェライト磁歪振動板

(ヴァイブボックス) (VBX)

磁気録音テープ

●各種技術特性カタログ御請求次第お送りいたします。

●各種在庫販売

東北金属工業株式会社 特約店  
理経産業株式会社 国内課

東京都港区芝田村町2の10

電話 (591) 7970, 7971

# JEIC

## 音響・振動測定器

新製品

### 万能カウンター



- 感 度 正又は負 1.5 V (10k $\Omega$ )  
15 V (100k $\Omega$ )
- 桁 数 6 桁 ネオンランプ表示
- 精 度  $\pm (0.001\% \text{ V Count})$  以内
- 周波数測定範囲 1% ~ 1 Mc
- ゲート時間 0.01, 0.1, 1, 6, 10, 60, 100秒
- 表示時間 約0.5 ~ 5秒
- 時間測定範囲  $10\mu\text{S} \sim 10^6\text{sec}$
- 周期測定範囲 0 ~ 10kc  $\pm 0.3\%$  以内
- 測定波数 1 及び 10
- 標準周波数出力 1, 10, 100%, 1, 10, 100, 1000kc
- 電 源 交流100 V 50 ~ 60% 約25 V A
- 外形寸法 330h $\times$ 370w $\times$ 190d mm

CC-61型

全トランジスタ化

指示騒音計  
精密音圧計  
振動計  
振動記録装置  
周波数分析器  
各種フィルター  
レベルレコーダー  
残響直視装置  
ストロボライト  
ヤング率測定器  
発振器  
Tr 式安定化電源  
磁性材料試験器  
カウンター  
レベル分類器  
パラメトロン回路測定器  
数値制御装置

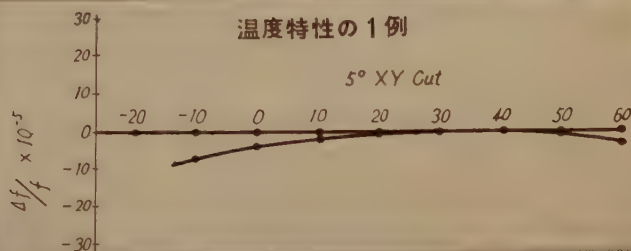
日本電子測器株式会社

東京都中央区月島西仲通10の7 電話(531) 0101 (代)





# LU Type AUDIO Frequency STANDARD



最近数10サイクルの乃至数 100サイクルの水晶発振器の需要が比較的多くなって参りました。当社に於きましても小型の形状で実用可能な低周波数の発振子就きまして試験研究を進めておりましたが今回世界で最も小型の 350 サイクルの乃至 2,000 サイクルの上の写真のような発振子を完成致しました。

- a. 周波数範囲 350 %~2000%
- b. 周波数許容偏差 C項の全範に対して±0.01以内
- c. 適用温度範囲 0°C~+60°C
- d. 周波数温度係数  $3 \times 10^{-6}$ 以下

## GTcut standard crystal unit



周波数 100KC・124KC・128KC  
 温度範囲 0°C~60°C用 or 40°C~70°C用  
 温度係数  $\pm 1 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  以下

株式  
会社

金石舎研究所

本社 東京都世田谷区世田谷3丁目2136番地  
 電話 421-8106・9・3139  
 関西 京都市左京区松ヶ崎三反町5番地  
 電話 品 7-2621

# エレクトロニクスの高性能 高信頼化を推進する

## OS高信頼度電気接点

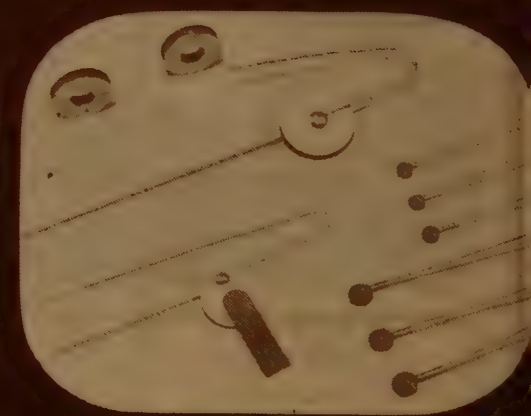
マイクロ・モータ用 自動電話交換機継電器用

メータリレー用 水晶発振子小型恒温槽用

チョッパ用 その他

## OSサーミスタ

温度測定用 時間遅延用  
温度補償用 サージ電流吸収用  
振巾制御用 各種測定および分析用



## OSバリスタ

接点火花消去用  
回路電圧安定用  
サージ電圧抑制用




株式  
会社

大 泉 製 作 所

本社 東京都練馬区貫井町4-10番地  
銀座営業所 東京都中央区銀座西7丁目6番地

電話 (991) 1101 (代) 番  
(福田ビル) 電話 (571) 8500・8501 番





JIS 指定工場  
品質保証

東京電力推奨  
価格低廉

# CONDENSER

D・F 式 コンデンサー

M・P 式 コンデンサー

タンタル・コンデンサー

高・低圧進相用コンデンサー

半導体バリスター(電子回路素子)



東永電機工業株式会社

本社 東京都千代田区丸の内1-1 日本交通公社ビル TEL(211)1391~4

# 広帯域標準信号発生器

周波数	10～10Mc
発振方式	ウィンブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	1MC於て $10^{-4} \sim 10^{-5}$
確度	$\pm 1\%$
出力	600Ω 及 75Ω
可変出力	600Ω r.m.s 8V P-P20
アッテネター	75Ω rms 2V 0～100 db P-P 6V
ダイヤル精度	1目盛1000分の1
歪率	1%以内
電源	100V 50～60∞
寸度	300×530×310
重量	26kg
出力特性	10～1MC=0db 1MC-10MC=+0.4db

SG-12A



# 携帯型 CR信号発生器

周波数	1～1MC
発振方式	ウィンブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	1MC～ $10^{-4} \sim 10^{-5}$
確度	$\pm 1\%$
出力	0～35V rms
インピーダンス	75Ω 600Ω 5KΩ 10KΩ
出力特性	1～1MC 0.5db
歪率	1～2～10% 3～10～3% 10～1MC 1%
電源	100V 50～60∞
寸度	高さ 横巾 奥行 315×208×375
重量	16kg

CR1-1



¥ 80,000.-

## 木村高周波研究所

東京都目黒区東町五四 電話 (712) 2971, 2759



# TV用 2信号 信号発生器

## MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



### 性能

#### (1)映像搬送波信号発生部

搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の  
連続3チャンネル

チャンネル1	91.25Mc	チャンネル4	171.25Mc
2	97.25Mc	5	177.25Mc
3	103.25Mc	6	183.25Mc
チャンネル7	189.25Mc	チャンネル10	205.25Mc
8	193.25Mc	11	211.25Mc
9	199.25Mc	12	217.25Mc

周波数精度	± 0.002%以内
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	振幅負変調 内部、外部 0～85%
内部変調周波数	400% ± 5%以内
外部変調周波数特性	基準変調特性に対し

0.1Mc ± 1dB,  
1Mc + 1dB, -1.5dB  
4Mc + 1dB, -3dB

波形歪 60% 矩形波に対しサグ  
5%以下

非直線歪 85%変調にて  
5%以下

外部変調入力レベル 75Ω 1.4Vp-p 以下で  
85%変調可能

S N 比 50%変調にて  
50dB 以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

#### (2)音声搬送波信号発生部

搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の  
連続3チャンネル

チャンネル1	95.75Mc	チャンネル4	175.75Mc
2	101.75Mc	5	181.75Mc
3	107.75Mc	6	187.75Mc
チャンネル7	193.75Mc	チャンネル10	209.75Mc
8	197.75Mc	11	215.75Mc
9	203.75Mc	12	221.75Mc

周波数精度	± 0.002%
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	FM (内外), AM (内) 単独および同時変調, 75μs プリエンフェース

内部変調周波数 FM 400% ± 5%以内  
AM 100% ± 5%以内

変調度 FM 25kc (100%)  
AM 30%

外部変調特性 FM 30%～15kc, ± 1dB  
以内

外部変調入力レベル 600Ω 5V 以下にて,  
FM 100%変調可能

変調歪 FM 100%変調にて  
2%以下  
AM 30%変調にて  
5%以下  
FM 100%変調にて  
50dB 以上  
AM 30%変調にて  
50dB 以上

S N 比



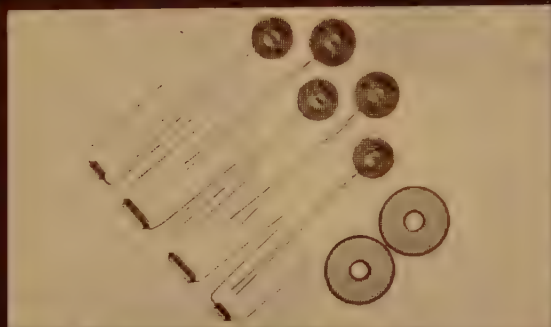
## 目黒電波測器株式会社

(国電エビス駅  
より東急バス  
五本木下車)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 (712) 1166 (代) ~9・1160

関西地区代理店 塩見電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話 (34) 7 5 5 1 ~6

# 高性能を誇る芝浦電子の 半導体製品



## SIC バリスター

接点火花消去用  
異常電圧保護用  
定電圧

## サーミスター

温度測定用  
温度補償用  
リレー時間遅延用  
音量調節器用  
高周波電力測定用  
発振器振巾安定用



## サーミスター

### 応用機器

温度計  
温度調節器  
温度記録計  
風速計



サーミスター  
風速計



株式会社 芝浦電子製作所

本社 東京都板橋区前野町1の3 電話 (961) 5328(代)  
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1の346 電話 川口3253



日・米・英・独・スイス特許  
HIGH  
PRECISION  
PATENTED

# 世界最高水準品 !! J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞  
特許庁長官賞受賞  
大河内記念賞受賞  
朝日新聞発明賞受賞  
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73% という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

当社で定めた規格テーブルの数値と製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。

## 特 徴

- |                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| (1) 各個特性の偏差が極めて少い                     | (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動 |
| (2) 直径 18 mm 重量 43 g                  | (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m.                     |
| (3) 高能率 0.5 W型 52% 2 W型 73% (連続定格出力時) | (8) 180 g の加速度に耐える                                     |
| (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上               | (9) Hg 10 <sup>-4</sup> mm において作動                      |
| (5) 右転、左転特性一致                         | (10) 短起動時定数 0.02 秒以下                                   |

## 製 造 品 目

微小形低損失直流電動機  
微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機  
信号用直流電動機



前列左より タコジェネレーター内蔵サーボ用マイクロモーター、同軸切換装置内蔵マイクロモーター及び CL-3 R, CL-3 R; CL-2 A, CL-2 A, マイクロモーター  
後列左より CL-2 A ギヤドマイクロモーター、CL-4 B マイクロモーター、CLS-3 R CLS-3 R, CLS-2 A, CLS-2 A (ガバナー付) マイクロモーター

トランジスタテーブルコーダー用普及品もございます

# 日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

# SSB用標準水晶フィルター 特許出願中

## 特 長 1 SSB送受信機の簡易化

- ▶ 中心周波数が 1005 kc であるから送受信機はシングルコンバージョンで構成できる。

## 2. 送受信兼用

- ▶ 入出力は可逆性がありプレストーク式の場合、1ヶで送受信に共用することができる。

## 3. 良好な特性

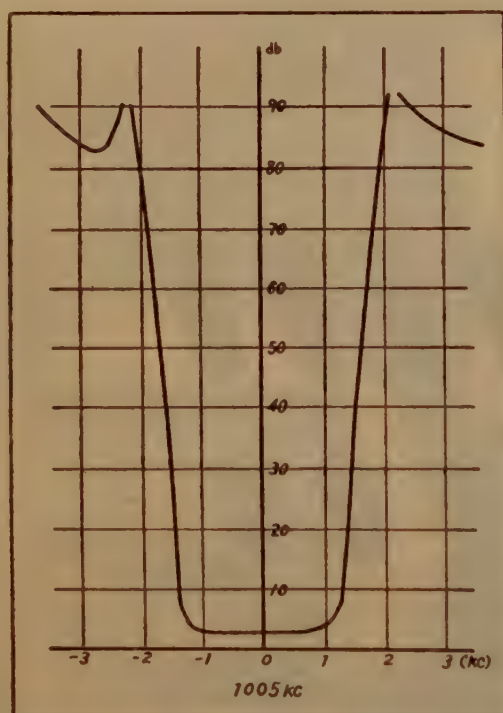
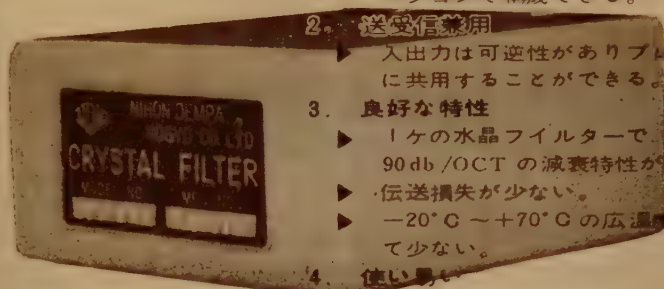
- ▶ 1ヶの水晶フィルターで、2.2 kc 以上の通過帯域特性と 90 db/OCT の減衰特性が得られる。
- ▶ 伝送損失が少ない。
- ▶  $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$  の広温度範囲で動作安定、温度係数は極めて少ない。

## 4. 使い易い

- ▶ 小型軽量である。
- ▶ 入出力共、平衡回路にも不平衡回路でも使用できる。

## 5. 高安定性

- ▶ 経年変化は極めて少なく、又振動、衝撃に強く高温多湿の悪条件で劣化することはない。



## 規 格

- 動作温度  $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$
- 中心周波数 1005 kc
- 周波数特性 (下 表)  
通過帯域特性  
3 db帯域巾 / 6 db帯域巾 0.8以上
- 伝送損失 4 db以下
- スプリアス特性  
 $\pm 10$  kcの範囲に於いて $-70$  db以下
- 入出力インピーダンス  
型 式 C F 1005 4.7 K  $\Omega$   
C F 1005 A 75  $\Omega$

周波数(kc)	伝送損失最小点よりの減衰量
1003.1	66 db 以上
1003.5	20 db 以上
1003.9	6 db 以下
1006.1	6 db 以下
1006.5	20 db 以上
1006.9	66 db 以上

尚、上記特性は中心周波数 1000 kc より 1500 kc まで製作できます。



## 日本電波工業株式会社

本社及工場 東京都渋谷区代々木新町84番地  
電 話 東京 (371) 2191~2194



# 高性能小型化測定器



## TG-27E型 映像掃引信号発生器



TG-27E

掃引周波数	100KC~2MC~15MC連続可変
掃引出力レベル	最大1.6V (p-p) 以上
出力減衰器	10dB×5 1dB×10
掃引出力偏差	100KC~15MC ±0.5dB以下 200KC~10MC ±0.2dB以下
出力インピーダンス	75Ω±3%
掃引周波数	内部(電源周波数) 外部(50%又は60%)
マーカ一周波数	可変0~15MC連続 固定1, 2, 4, 5, 7, 10, 15MC (水晶)
寸法及重量	350×220×245mm 13kg

## TG-670B型 矩形波信号発生器

発振周波数	60%, 1KC, 15KC及び250KC±5%
出力インピーダンス	75Ω
出力レベル	75Ω負荷に於て最大1V (p-p)以上
出力減衰器	10dB×3及び0~10dB (連続可変)
波形ひずみ	サグ1%以下 オーバーシュート 1%以下
立上り時間	0.02μsec (0.03μsec, 0.05μsec 切換可能)
同期出力電圧	2~4V (p-p) 外部同期可能
信号対雑音比	30dB以上 (出力1V p-pに於て)
寸法及重量	178×228×260mm 6kg



TG-670B

## TG-660A型 VHF掃引信号発生器



TG-660A

掃引周波数範囲	100KC~220MC (6バンド)
掃引帯域巾	50MC以上は中心周波数±15MC以上 50MC以下は中心周波数±30%以上
掃引出力偏差	全帯域に於て±0.5dB以内
掃引出力レベル	0.7V (rms) 以上 50Ω負荷に於て
掃引周波数	12~60%
出力減衰器	固定20dB×2, 10dB×1, 6dB×1, 3dB×1 連続可変0~6dB
マーカ一周波数	500KC~250MC (10バンド) (水晶発振器較正可能)
信号対雑音比	40dB以上
寸法及重量	408×228×260mm 15kg

# 日本通信機株式会社

本社及平岡工場 川崎市田原町90 電話23658 33049・6428・6444 東京出張所及三田工場 東京都港区芝三丁目1-15 電話三田(451)1544・9423



# 使って 便利 高性能

## インターナショナル・スタック型

### シリコン整流器



(Aスタック型 3相ブリッジ)

型 名	整 流 回 路	尖頭逆耐電圧	推 奨 交 流 入 力 電 圧	※ 出 力 電 流	
				自 然 空 冷	強 制 風 冷
U スタック型	単相ブリッジ	50~500	12~120	140	360
L スタック型		50~800	12~192	70	180
H スタック型		50~600	12~144	30	90
A スタック型		50~600	16~200	12	40
M スタック型		50~600	16~200	6	18
S スタック型		300.500	100.167	2.5	—
U スタック型	三相ブリッジ	50~500	12~120	190	510
L スタック型		50~800	12~192	100	270
H スタック型		50~600	12~144	45	110
A スタック型		50~600	16~200	18	60
M スタック型		50~600	16~200	9	27
S スタック型		300.500	100.167	3.75	—

※ 出力電流は周囲温度40°Cのときの値  
強制風冷は5 m/secのとき

以上標準型の他に高電圧、大電流の特殊スタック型を保護装置を附加して御製作申上ます。

## 日本インターナショナル整流器株式会社

東京営業所 東京都千代田区神田須田町1の24番地(ニシパビル) TEL (291) 6246(代表)・直通8986・8996番  
 大阪出張所 大阪府北区梅ヶ枝町92番地(ヤクシヤビル) TEL (321) 0 0 5 1 ~ 6 番  
 名古屋出張所 名古屋市中区鶴重町2-11番地(田中ビル) TEL (97) 2 8 7 2 番  
 本社・工場 神奈川県秦野市曾屋1204番地 TEL 秦 野 8 4 8 番



# Taiko

# タイコーチョッパ

## DC-ACチョッパ

チョッパは直流入力を交流に変換し、あるいはこれを増巾後出力を再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御機器を始めとして直流増巾器、アナログ計算器の増巾器、自己平衡電位差計、マイクロボルトメータ等記録測定関係の各分野に使用されています。弊社は多年チョッパの研究に従事し、構造、振動機構等に独自の改良を行い特に雑音防止、長寿命の点に特色を有しています。



品 種	TCP-55A	TCP-55B	TCP-561A	TCP-561B	TCP-561C
定格駆動電圧電流 ※1	6.3V 70mA (50%), 65mA (60%)		6.3V 140mA (50%), 130mA (60%)		
定格周波数		50 ± 5 %		または 60 ± 5 %	
駆動電圧範囲			4.5V ~ 7.5V		
動作形式		S P D T		D P D T	
入力部変換回路			ベースピン 1 ~ 2 ~ 3		
入力変換電圧	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
入力変換電流(最大)	1 mA	1 mA	1 mA	1 mA	5 mA
出力部変換回路				ベースピン 5 ~ 6 ~ 7	
出力変換電圧			1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
出力変換電流(最大)			5 mA	1 mA	5 mA
接点間および接点 筐体間絶縁抵抗			10 <sup>11</sup> Ω 以上		
巻線筐体間絶縁抵抗			100 MΩ 以上		
位 相 お く れ	30° (50%), 40° (60%)		30° (50%), 40° (60%)	(入出力側共)	
位 相 特 性 度			3° 以 内		
特 性 度			3 % 以 内		
雑音(100kHz負荷r.m.s.)			1 μV 以 下		
接 触 率 ※2			BBM 45 % MBB 55 %		
温 度 範 囲			-10°C ~ 60°C		
重 量			230 gr		

※1 御使用なされる定格駆動周波数を御指定下さい。  
 ※2 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい、なお特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。

## 特殊チョッパ

TCP-57, TCP-58チョッパは接点容量が大きく電源用として使用されると同時に、自動制御や計器用としての直流増巾器にも使用されます。但し低雑音を必要とする処には不向きで、此の用途にはTCP-55A又はTCP-561Aを御使用願います。

品 名	TCP - 58	TCP - 57
周 波 数 範 囲	定格 50% 又は 60%	定格 400%
駆 動 電 圧 (動作範囲)	定格 A・C 17.5V 50% (15 ~ 20 V)	定格 A・C 6.3V 400% (5.5 ~ 8 V)
總 輪 電 流 (mA)	40	60
總輪直流抵抗 20°C	380 Ω ± 5 %	22 Ω ± 5 %
入力部変換回路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3	
入力変換電圧	100 V 最大	50 V 最大
入力変換電流(最大)	0.3 A	0.1 A
接点間及び接点 筐体間絶縁抵抗	最 小 200 MΩ	
巻線筐体間絶縁抵抗	最 小 500 MΩ	
接 触 率	B・B・M 45 %	
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C	
重 量	230 gr	

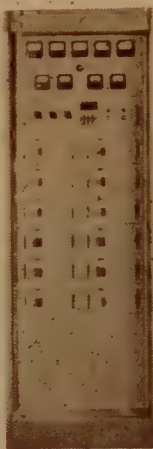


## 株式会社 大興電機製作所

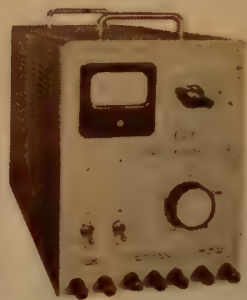
本社・東京工場 東京都品川区東中延4の1402 電話 (781) 7155(代) 7181(代) 6411  
 矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36・49・63

# C&C 直流安定化電源装置

**505A形** 出力を完全に短落しても **121形**  
(全トランジスタ式) 安心です。(特許出願中) (全トランジスタ式)



**505C形**  
(電子管式)



本器は出力電圧0~40V(連続可変)で6A(最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変  
出力電流 6A  
出力電圧安定度  $\pm 0.5\%$  以内  
リップル含有量 2mV 以下  
内部抵抗 0.01 $\Omega$  以下  
入力電源 AC100V 50~60%  
単相  
消費電力 最大300VA

本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に連するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります  
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%  
定格(II) AC100V、単相 電圧変動  $\pm 5\%$  以内

本器は出力電圧100~500V(連続可変)で300mA(最大)の電源が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

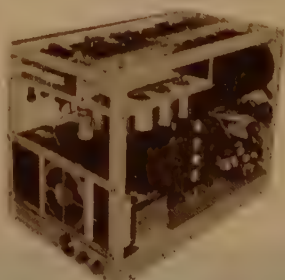
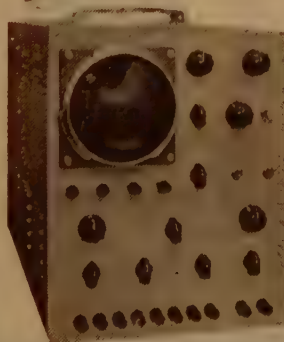
1. 安定化直流高圧  
出力 100~500V 0~300mA  
安定度  $\pm 0.05\%$  以内  
リップル 1mV 以下
2. 雑用直流出力  
出力 5.7~6.9VDC 0~1A  
安定度  $\pm 0.5\%$  以内  
リップル 10mV 以下
3. 雑用交流出力 (2系統)  
出力電圧 6.3V AC (unreg.)  
出力電流 3A

## B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版

**124形**

本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



- 測定項目
1. B-B(t) 磁束密度波計
  2. H-H(t) 磁界波形
  3. B-B(H) B-Hカーブ
  4.  $B = \frac{1}{N} \frac{d\Phi}{dt}$  (t) 巻線出力
- 測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%
- 感度 B軸 10mV/cm ~ 10V/cm  
H軸 100mV/cm ~ 10V/cm
- 位相差 1% ~ 100kc  $\pm 5^\circ$
- 使用CRT 5ABP1
- 入力電源 90~110V、50~60%

量カタログ

# 中央電子株式会社

東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9





# 大央電気の測定器

## AM・FM標準信号発生器 DS-318型



(ラジオ受信機, 量産試験用, マーカーは水晶により3周波同時表示す)

掃引周波数範囲 520~1660 KC, 3.8~12.5 MC, 5.5~18.5 MC, 3バンド  
周波数表示方法 水晶制御ビップマーカー同時3周波表示方式  
周波数表示誤差  $\pm 0.01\%$  以下  
出力電圧 0~100 dB, 120 dB  
出力インピーダンス 75 $\Omega$  (0~100 dB), 175 $\Omega$  (120 dB)  
出力周波数特性 偏差 $\pm 1$  dB 以下  
標示周波数(例) (530, 1100, 1650 KC)(4.8, 12 MC)(6, 12, 18 MC)  
水平同期周波数 10 %  
不平同期出力電圧 5 V P. P 以上

## 歪率・測定器 DD-101型



(低周波h定数, 静特性,  $I_{co}$ ,  $I_o$ 直読測定)

測定方式 エミッター接地, 定数直読式  
測定範囲 ( $h_{11} = Z_i$ ) 0~20 K $\Omega$ , ( $h_{21} = \beta$ ) 0~200,  
( $1/h_{12} = Z_o$ ) 0~200 K $\Omega$ , ( $h_{12}$ ) 計測値もあり  
より算出可能  
 $V_o$  0~32 V,  $I_c$  0~21 mA,  $I_e$  0~21 mA,  
 $I_{b0}$ ~50  $\mu$ A,  $I_{c0}$ ~100  $\mu$ A,  $I_o$  0~25 mA,  
h定数 目盛長の $\pm 3\%$  以下  
電圧, 電流定格値の $\pm 3\%$  以下

## トランジスタ式電圧抵抗計 DV-7型



真空管電圧抵抗計はDV-5型

# 大央電気株式会社

東京都三鷹市上連雀754番地  
電話 武蔵野 022 (3局) 4107 代表

(FMラジオ受信機, 試験用, 周波数更正装置付)

周波数範囲 57~130 MC, 10.7 MC $\pm$ 700 KC $\cdot$ 2バンド  
周波数更正 5 MC, 10.7 MC水晶, 更正装置付  
出力電圧 -10~+106 dB  
出力誤差  $\pm 1$  dB 以下  
出力インピーダンス 75 $\Omega$  不平衡, (300 $\Omega$  不平衡バット付)  
変調周波数 内部400%, 外部30%~15 KC  
変調度 AM 0~60%, FM 0~100 KC  
S/N 此 AM30%にて-40 dB以上, FM25 KCにて-50 dB以上

## 掃引・標準信号発生器 DM-106型

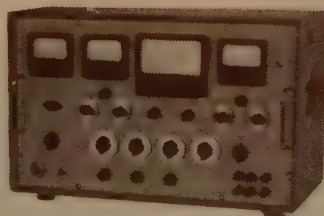


## 中間周波用はDM-104型

(歪率, S/N比, レベル, 低周波電圧測定)

歪率測定方法 ウィーンブリッジ基本波除去方法  
周波数範囲 歪率50%~15 KC, S/N比, レベル, 電圧20%~50 KC  
測定範囲 歪率 0.1~30%, S/N比-70~-10 dB  
レベル-50~+20 dB, 電圧-75~+20 dB  
誤差 定格値の $\pm 5\%$  以下  
入力インピーダンス 600 $\Omega$ , 10 K $\Omega$  平衡及不平衡, 100 K $\Omega$  不平衡,  
測定入力電圧 歪率のS/N比-5~+30 dB

## トランジスタ測定器 DT-3型



(交, 直流電圧及抵抗測定, 感度更正装置付, 携帯用)

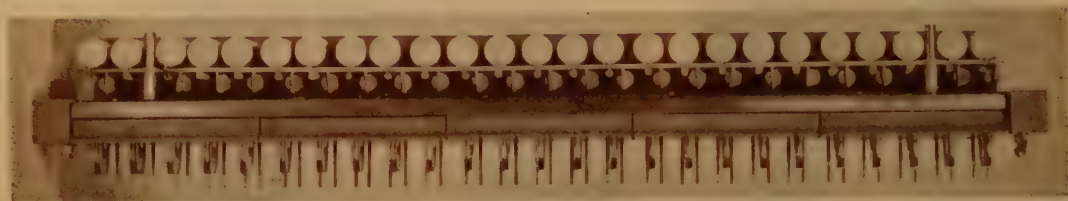
測定範囲 DC, AC 電圧 0~1500 V 7レンジ  
HF 電圧 0.1~15 V 3レンジ  
抵抗 0~100 M $\Omega$  7レンジ  
周波数範囲 AC 30%~100 KC, HF20 KC~300 MC  
入力インピーダンス DC 1.5 V以下 500 K $\Omega$ /N, 15 V以上 25 M $\Omega$   
AC, HF 15以下 235 K $\Omega$ /N, 15 V以上 1 M $\Omega$   
並列容量, AC 15 PF以下, HF 1.8 PF以下  
誤差 DC, AC, HF 電圧, 定格値の $\pm 3\%$  以下  
抵抗 目盛長の $\pm 3\%$  以下  
電源 乾電池 1.5 V 2ヶ, 6 V 1ヶ, 22.5 V 1ヶ

## 営業品目

AM・FM標準信号発生器	各種掃引信号発生器
トランジスタ定数測定器	歪率・レベル測定器
真空管電圧計	ラジオ・テレビ用測定器
空中線共用装置	自動電位差測定装置

カタログ送呈

# 電子計算機に□自動制御回路 に□パラメトロン・システム



(パラミスター)

## □パラミスター □メモリー・マトリックス

パラメトロン演算回路システムは、日本で生れた独得の計算機方式で、その優れた安定性は、自動制御方式の決定版といわれています。米国を始め各国でも高く称賛され採用も本格化しております。TDKはパラメトロン・システムの回路素子パラミスター、記憶素子メモリーマトリックス等を量産するほか、電子計算機、自動制御装置の製作のご相談に応じております。



1月1日より商標が左  
のように変りました。

東京電気化学工業株式会社  
東京都千代田区神田松住町2番地

**SOSHIN**

## シルバード マイカ コンデンサ

高いQ・高安定度



搬送機器用  
電子機器用  
ラジオ・テレビ用

防衛庁 NDS 規格認定試験合格会社

## 双信電機株式会社

本社 東京都大田区馬込町西4の2 電話東京(771) 8111 (代)  
長野工場 長野県北佐久郡浅間町岩村田 電話 岩村田 211



# 音響・振動・電気の標準測定器



TYPE	品 名	規 格 ・ 用 途
102A	L・C・R テスト ブリッジ	L・C・R の誤差パーセンテージは迅速に測定する。R=10Ω~10MΩ L=2mH~100H C=50μF~10μF
153A	微小交流電圧計	2%~2000Kc 10-30-100-3000mV 1-3-10-100-300-1000V db dbm Peak RMS average
202A	音周波発生器	20%-20Kc Output 2.5watts 6-60-600-6000Ω Type 301A と連動可、自動出力制御 外部変動ワープルトーン附
211A	C、R 信号発生器	20%-20Kc Output 3 watts 4-8-16-600-6000Ω 3レンジ (360°×3) 0.1-0.4-1-4-10-40-100-400mV 1-4-10V
252A	1/2 オクターブ フィルターセット	40%-32Kc Type 301A と連動可 1 オクターブ離調 -34db~45db
254A	周波数分析器	47%-12000% 8レンジ モーター感度 100μV~1000V 20db毎 音響振動の周波数分析
301A	高速度レベル記録器	20%-20Kc Y軸50db 周波数分析、周波数特性その他色々の自動記録
354A	計測用増巾器	3%-20Kc JIS A.B. -40db~+100db 10db 毎 録音 PHONE、加速度、速度、変位、交流電圧の測定
464A	防 音 箱	補聴器、小型マイク等テスト用、スピーカー内蔵 150%~5000% 60~130db S.L.
502A	振動積分増巾器	1%-100Kc 354A と組んで加速度、速度、変位の測定 1G キーリブレリオンディスク内蔵
512A	加 振 器	0.5%-10Kc 各種ピックの校正、共振点の発見等
552B	周波数特性 直視装置	音周波発生器と、視光性オシロとの機械的組合せによるあらゆるものの周波数特性の直視

552B

351B

351B



日本測器株式会社

本 社 東京都港区芝田村町2-5  
T E L (591) 1034・3864  
横浜工場 横浜市保土ヶ谷区西久保町33  
T E L (43) 0917

最小限の大きさで重量で  
最大限の性能を誇る



## 携帯用電磁 オシログラフ

100-A 型  
B

エレメント数 A型-6, 8, 12, 各種  
B型-4, 6, 各種  
印 画 紙 巾88, 125mm 長 25mm  
記 録 速 度 1, 3, 10, 30, 100cm/sec.  
動 時 1/50又は1/100sec.  
電 源 A.C. 90-100V D.C. 12V 両用

### 主 要 製 品

インク書きオシログラフ、二現象オシロスコープ  
ブラウン管連続撮影装置、電磁オシログラフ  
各種直流増幅器、各種歪記録増幅器

●4月1日より従来の三栄測器株式会社は右の通りの  
業務分担により新発足いたしますこととなりました。

販 売

電子管装置  
製造

記 録 器  
製造

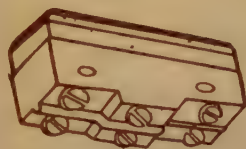
三栄測器商行株式会社  
東京都新宿区柏木1-95 Tel. (371) 7117~8 8114~5

三 栄 測 器 株 式 有 限 公 司

三栄レコーダー製造株式会社

世界に燦然たり……

1960年



# 2極マイクロスイッチ群



日本の技術  
が生んだ

技術革新  
世界で最優  
にして唯一

## 特長と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に種ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本番が応答の動き(M.D.)に於いて外国品の欠陥(応答の動きが大きいこと。これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しくマイクロスイッチの革命、新分野への黎明とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- |                                       |                          |
|---------------------------------------|--------------------------|
| (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一                  | 耐 圧 1000V. A. C. 一分間     |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。     | 絶縁抵抗 500V. 1000MΩ以上      |
| (3) 動作力、応答の動きも単極品と同一                  | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用するのと違いスイッチの投入、切断は2回路同時 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5MAX.   |
| (5) 規格                                | 動作後の動き (O. T.) 0.13MIN.  |
|                                       | 戻りの力 (R. F.) 114g MIN.   |
|                                       | 応答の動き (M. D.) 0.01~0.15  |

電流容量 125・250V. 10A. A. C.



日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東 3-644

TEL 東京 (772) 代表3181-5

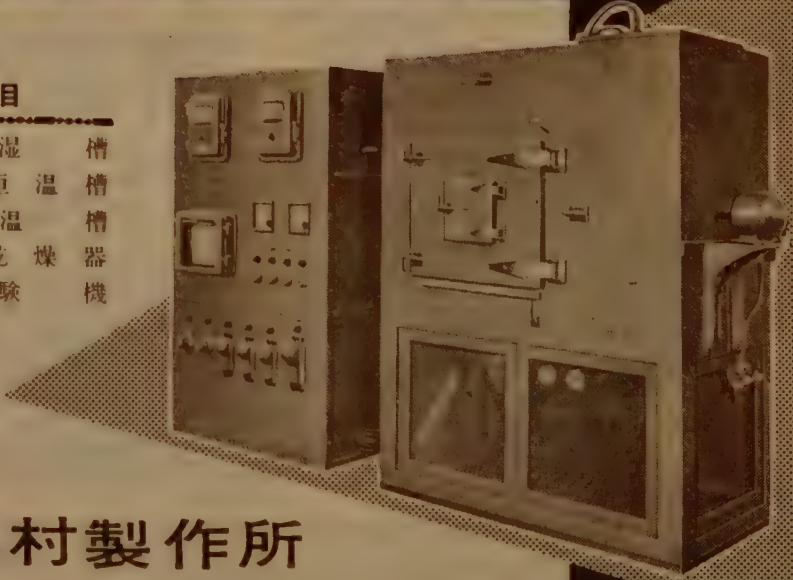


## 冷凍機付 恒温恒湿槽

-60°C ~ +80°C

### 製品主目

恒 温 恒 湿 槽
電 気 低 温 度 恒 温 槽
電 気 恒 温 槽
送 風 式 電 気 乾 燥 器
各 種 試 験 機



株式会社 奥村製作所

東京都板橋区熊野町 3 5 電話 (961) 1596・2728



## オールトランジスタ 安定化直流電源

1台で間にあう万能型  
バッテリーより便利で安全  
すばらしい安定性  
半永久的な寿命

Ⓢ 株式会社 高砂製作所

川崎市二子662 TEL (701) 4391  
(048) 4111-4



TPM 025-03型

型 名	出力電圧範囲	最大負荷電流
TPM 025-03	0 - 25VDC	300 mA
TPM 030-05	0 - 30VDC	500 mA
TP 025-5	0 - 25VDC	5 A
TP 030-10	0 - 30VDC	10 A

水平型・平型・双子接点型・有極型・小型(交・直流用)・その他特殊型各種

## 継電器



カタログ進呈

### MA2P型(DC用)

定格電圧 6,12,24,48,100VDC  
動作電力 最少 0.4 W  
最大 2.5 W  
接点組合 2回路切換  
電流容量 2A (100 VDC)  
無誘導負荷  
取付 プラグイン型  
(オクタルソケット)  
寸法 51×35×35 mm  
(取付面上)

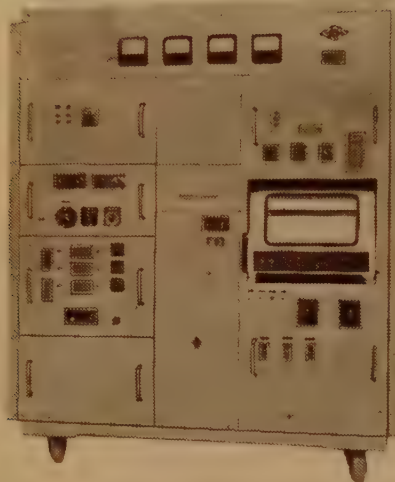


株式会社 高見澤電機製作所

東京都品川区西大崎3-515  
TEL. 大崎(491) 代表 2136  
工場 東京・信州第一・信州第二

関西地区代理店 関西製鋼機器株式会社 大阪市大淀区本庄川崎町 3-26 TEL (37) 9859

# 日本高周波の 電子管並びに半導体検査装置



スイッチ特性自記装置

UHF管発振増幅試験器  
カラー映像管特性試験器  
蓄積管特性試験装置  
全放射電流測定装置  
MT, GT管エージングコンベア  
エージングテストコンベア  
静特性測定機別コンベア  
トランジスタHF利得測定器  
ダイオードSHF特性測定装置  
半導体スイッチ特性測定装置  
その他各種設計・製作

## 日本高周波株式会社

本社・工場 神奈川県横浜市港北区中山町1119 電話 川和 15番  
東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55 和田ビル 電話 (501) 9588・2662  
東京研究所 東京都文京区菊坂3 電話 (921) 1970

### 小型軽便な

## 全トランジスタ式パルス発生器

本器は矩形波及び三角波パルス発生器で、種々その波形を変えることが出来る様に設計されています。

主に、音声源・ピッチ聴覚用テスト、或は、波形の変換用として又一般のパルス発生器としても使用出来ます。

#### 性能

- ①繰返し周波数 50%～500%  
(3段切換連続可変)
- ②パルス巾 50%～15mS  
(4段切換連続可変)
- ③極 正 正及び負  
(アース基準)
- ④出力レベル 最大15V  
(出力調整付)
- ⑤出力インピーダンス 600Ω以下
- ⑥外部周期待 2V以下で駆動
- ⑦電源 AC 100V±10Vの変動に  
対して安定に製作する



## 武蔵電子工業株式会社

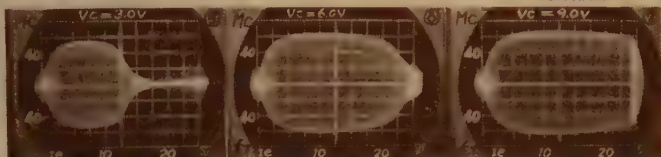
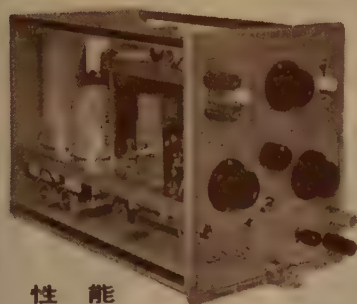
東京都北多摩郡狛江町和泉150  
TEL (416) 3155 代表



# トランジスタ・直視 プラグインユニット

エミッタ接地トランジスタの $\beta$ が1になる周波数( $f_T$ )が直視できます。

アロイディフュージョントランジスタのコレクタの電圧による  
 $f_T$ の変化例



## 性能

測定周波数	10MC 1周波	$A_5$ ..... $V_c = 3.0V$ Y軸: $f_T = 20MC/cm$
$f_T$ 測定範囲	2.5, 10, 20, 50, 100Mc/cm (5段切換)	$A_6$ ..... $V_c = 6.0V$
コレクタ電圧	1 ~ 15V 連続可変	$A_7$ ..... $V_c = 9.0V$ X軸: $I_e = 2.5mA/cm$
エミッタ電流	0.1, 0.2, 0.5, 1.0, 2.5, 5.0, 10.0, 20.0, 50.0mA/cm (9段切換)	
極性	PNP, NPN 切換式	
外形寸法	147 (W) × 174 (H) × 232 (L)	

製造元

**コナ電気株式会社**

茨城県勝田市市毛 TEL (水戸) 8546, (勝田) 663

販売元

**コナ商事株式会社**

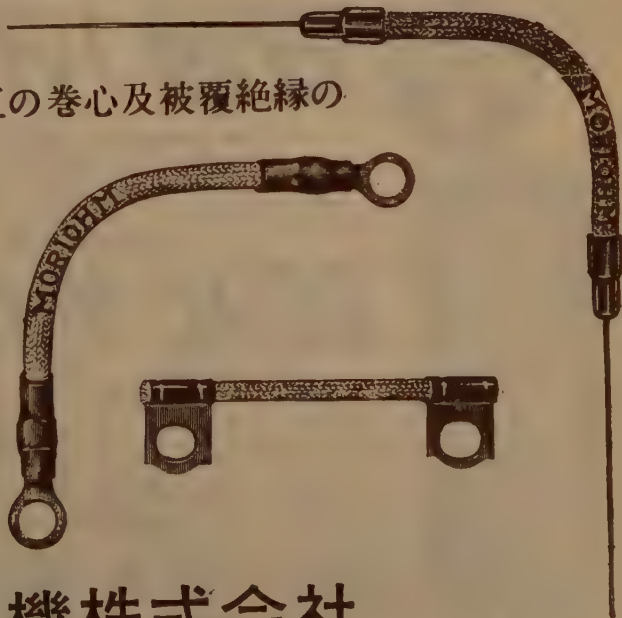
東京都台東区車坂21 TEL (841) 0967, 5926

# モリオール

硝子繊維にシリコン加工の巻心及被覆絶縁の

フレキシブル

巻線抵抗器



**モリ通信機株式会社**

東京都荒川区日暮里町3丁目606番地  
電話 荒川 (891) 5214 (代) 5428番

# ●KE 気密端子●

## 弊社製品の種類

ターミナル (KE Terminals)  
ヘッダー (KE Headers)  
各種ケース (KE Cases)

大量生産に依るコストダウンと  
高度の品質管理に依る品位の向上と  
均一性を持つ弊社製品を自信を以  
ておす、めします。



## 江東電気株式会社

カタログ進呈

東京都北区袋町1-1535 電 901-8181 (代表)



# 日進バイブレータ

バイアインバータ バイアコンバータ

オートラジオ・宣伝カー拡声機用

航空機・船舶・車輛無線機用

## DC-AC カレントチョッパ

直流微小電圧の変流—自動制御、記録、測定用

入 力  $1\mu\text{V} \sim 30\text{V}$ ,  $1\text{mA}$

駆 動 AC  $50 \sim 60\text{ CPS}$ ,  $6.3\text{V}$   $60\text{mA}$ .

その他 400 cps 駆動チョッパ等各種



## 日進電波株式会社

東京都品川区北品川 4の564 電話白金(441)1126(代)-8



## ACCURACY

AC V: 0.1%  $\pm 3$  DIGITS  
30 cps  $\sim$  10kc  
DC V: 0.01%  $\pm 1$  DIGIT



MODEL 501B DC ONLY



MODEL 452B AC CONVERTER

Added to the basic 501B DC digital voltmeter (These two units plus a Model 452B AC Converter form a Model 502B AC/DC Digital Voltmeter), the 452B permits 5-digit measurements of 0.000 to 1000.0 RMS volts AC. Ranging is Manual, Remote and Automatic from 30 to 10,000 cps. Accuracy is 0.1% of full scale.

日本総代理店

兼松株式会社

東京支社 電子部

東京都千代田区丸ノ内一丁目、東京海上ビル新館 電話 (281) 6811 (代表)

## AC/DC DIGITAL

KINTEL

## VOLTMETER

ADVANCE OF  
COHU  
ELECTRONICS, INC.

### Important Specification

Display: Six window, 5 digits plus polarity, projection system, single plane wide angle readout

Automatic DC Range: 0.0001 to 1.9999; 02.000 to 19.999; 020.00 to 199.99; 0200.0 to 1000.0 negative or positive volts DC

Automatic AC Range: 0.001 to 9.999; 10.00 to 99.99; 100.0 to 999.9 volts AC, RMS, 30 to 10,000 cps

(Manual, Remote AC Range: 00.000 to 1000.0 volts 3 range.)

Accuracy: 0.01%  $\pm 1$  digit for DC; 0.1%  $\pm 3$  digits for AC  
Input Impedance: 10 megohms for DC; 1 megohm and 200 pF for AC

Reference Voltage: Chopper stabilized, referenced to an internal Cadmium standard cell

Floating Input Operation: With input ungrounded, all specification apply with voltmeter input floated up to  $\pm 300$  volts DC with respect to chassis; floated up to  $\pm 500$  volts DC with loss of accuracy not exceeding 1 digit.

Printer Drive: Built-in for parallel input printers. Automatic Remote

Power Requirements: 100 VA (approx) from 115V 60cps, single-phase line

Dimension & Net Weights: Control Unit:  $5\frac{1}{2}$ "H  $19$ "W  $18$ "D, 46 lbs.  
Readout unit,  $3\frac{1}{2}$ "H  $19$ "W  $9$ "D, 10 lbs.

AC Converter:  $3\frac{1}{2}$ "H  $19$ "W  $9$ "D, 15 lbs.

御問合せは

株式会社

株式会社 菊水電波

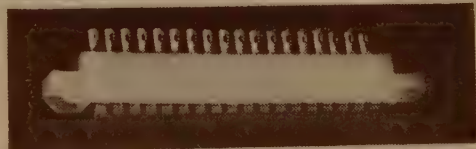
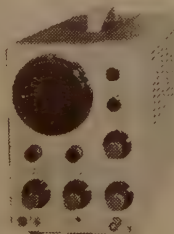
東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表)

## オシロスコープ 531形

3"広帯域オシロスコープで垂直3 cps  $\sim$  5 Mc, 水平1.5 cps  $\sim$  500 Kcのプッシュプル増幅器をもち、垂直軸感度切換ツマミで2種の波高直校正電圧を選択でき、観測波形の電圧測定が可能です。時間軸掃引は10 cps  $\sim$  100 KcおよびTV信号観測用のTV-H (15.75/2 KC)をそなえ、内部および外部同期が可能です。またラインスイープが使用でき必要に応じて位相は0°  $\sim$  135°まで連続に調整できます。

電源……………100V 50/60 cps 約80VA  
寸・重量(最大部)……………180  $\times$  245  $\times$  400 mm<sup>3</sup>, 約8 kg  
ブラウン管……………3WP1……………1  
垂直軸  
偏向感度……………100 mV/cm以上  
周波数特性……………3 cps  $\sim$  5 Mc  $\pm 1$   $\sim$  3 dB 以内  
入力インピーダンス……………各レンジ共……………1 M $\Omega$ , 22 pF  $\pm 1$  pF  
水平軸  
偏向感度……………0.7 V/cm以上  
周波数特性……………1.5 cps  $\sim$  500 Kc  $\pm 1$   $\sim$  3 dB 以内  
入力インピーダンス……………1 M $\Omega$  20 pF 以下  
掃引周波数……………10 cps  $\sim$  100 KcおよびTV-H (15.75 Kc/2) 5レンジ  
同期入力……………内部(正), 内部(負), 電源および外部  
校正電圧……………1 V p-pおよび0.2 V p-p  $\pm 10\%$  以内

主要営業品目  
真空管電圧計・オシロスコープ  
低周波発振器・矩形波発生器  
定電圧電源・プリント配線基板



## プリント回路基板用コネクタ

### 構成

#### 導電端子

良質なバネ材として知られているベリリウム銅を使用し、接触面に切溝を設けて接触部の接触圧力を均等化した独特な構造で、銀メッキおよび金メッキをほどこしてあり、長年月の使用に充分耐えられます。(実用新案申請中)

#### インシュレータ

高分子合成樹脂にて成型し、電氣的・機械的に充分考慮が払われています。

#### 位置決めポスト

プリント板挿入時の誤接続を防止するため、位置決めポストが用意されており、簡単に挿入接着して用いることができます。

#### 電氣的性能および構造

接触抵抗	0.004 $\Omega$ 以下
絶縁耐力	DC 1000V $\cdot$ 1000 M $\Omega$ 以上
耐電圧	AC 1000V $\cdot$ 1分間
挿入・抜去力	300 g 以下/1端子
系列	14端子, 16端子, 18端子, 22端子
端子間隔	4.0 mm, 3.5 mm

#### その他

ご指定により両面別端子方式も製作いたします。

株式会社 菊水電波

本社 東京都大田区馬込町西4-67 電話 (771) 9191 (代表) 玉川工場 川崎市新丸子東3-1175 電話 (047) 8171 (代表)

# 高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

(略称：RM型抵抗器)

MIL-LINE

RM-1/2



RM-1



RM-2



Actual-Size

70°C部品の完成!

形状は小さい

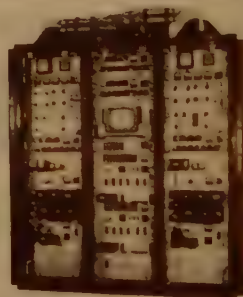
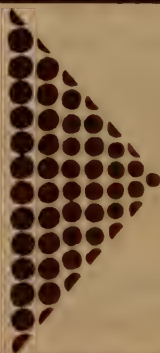
安定性が高い

信頼度が大きい

## 理研電具製造株式会社

東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)

受注先	出力	備考
NHK大津局	10W	1台方式 送受分離
NHK津山局	75W	1台方式 送受非分離
静岡放送	30W	2台方式 送受非分離
NHK鹿屋局	100W	2台方式 送受非分離
NHK小樽局	100W	1台方式 送受分離
NHK富古局	100W	1台方式 送受非分離
NHK北見局	100W	1台方式 送受非分離
札幌テレビ小樽	100W	1台方式 送受非分離
NHK人吉局	100W	1台方式 送受非分離
NHK竹原局	100W	2台方式 送受非分離
NHK宇和島局	100W	1台方式 送受非分離
CBC高崎	30W	UHF
東海テレビ	30W	UHF



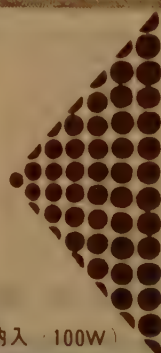
NHK静岡局納入 30W)



信頼される池上のサテライト装置



NHK鹿屋局納入 100W)



御要望により如何様にも製作致します

## 池上通信機株式会社

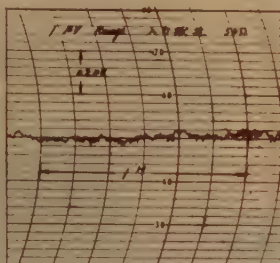
本社・工場 神奈川県川崎市元木町21番地  
池上工場 東京都大田区堤方町666番地  
藤沢工場 藤沢市小塚字前河内400番地  
東京営業所 東京都港区芝西久保巴町49番地  
大阪営業所 大阪市北区老松町3-56西満天ビル  
連絡先 TEL 川崎 ② 7315 ③ 0376



低雑音・超小型

## 二重接触子チョツパ

弊社技術陣は多年チョップの改良研究に従事し、構造、振動機構、接触機構等に独自の改良を行い、特に双子接点を採用して寿命、信頼性、雑音の点に特色を有しています。



SCP-61型

### ▶ 営業品目 ◀

超小型カレントチョツパ  
超小型有極継電器・小型継電器  
各種継電器・配電盤制御盤装置  
電源装置・その他各種有無線装  
置ならびに部品

### 性 能

品 種	SCP-61L	SCP-61H	SCP-61P	SCP-61I
定格駆動電圧電流率1	6.3 V 25 mA (50%)	20 mA (60%)		
定格周波数	50・5% または 60・5%			
駆動電圧範囲	4.5 V ~ 7.5 V			
動作形式	SPDT			
入力変換回路	ベースピン 3-4-5			
入力変換電圧	1 $\mu$ V ~ 1.5 V	50 V (最大)	1 $\mu$ V ~ 1.5 V	
入力変換電流(最大)	1 mA	5 mA	1 mA	
接点間および接点際体間絶縁抵抗	10 <sup>12</sup> $\Omega$ 以上			
空開閉体間絶縁抵抗	100 M $\Omega$ 以上			
位 相 お く れ	30°			
目 標 度	3% 以内			
雑 音 (rms)	1 $\mu$ V 以下 負荷抵抗100 $\Omega$	200 $\mu$ V 以下 負荷抵抗100 M $\Omega$	1 $\mu$ V 以下 負荷抵抗100 $\Omega$	
接 触 率 率 2	BBM 45% MBB 55%			
温 度 範 囲	-10° C ~ 60° C			
耐 衝 撃 性	20 G 以上			
寿 命	20,000時間以上			
重 量	35 g			
寸 法	20 $\phi$ × 48 mm			

※ 1. 御使用になる定格駆動周波数を御指定下さい。

※ 2. 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい。なお、特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。



## サツキ電機株式会社

横浜市鶴見区北寺尾町161番地 電話 (49) 7830  
取締役社長 網 川 昭 二

## 新しい通信機器の設計は

## まず回路のプリント配線化から

◎ プリント配線なら専門メーカーの銘光工業にお任せ下さい。

- ★ 配線図や簡単な略図からでも、すぐプリント化致します。
- ★ 設計から製造まで一貫した優れた技術と完全自動化された設備から生れるメイコーのプリント配線はきっと御満足のゆくことと存じます。



T R ラジオ から 電子計算機 まで

## メイコーの プリント配線

AJU 08

銘 光 工 業 株 式 有 限 公 司

東京都世田谷区祖師ヶ谷2~696 TEL (416) 3177 (代表)

通信機の

**LCRチッカー**

部品検査に

(測定範囲)

目盛幅	L	C	R
± 3%	0.25~450 H	35PF ~ 0.1μ F	1 KΩ ~ 3 MΩ
± 10%	0.08~450 H	25PF ~ 0.3μ F	300Ω ~ 3 MΩ
± 20%	0.06~450 H	20PF ~ 0.4μ F	200Ω ~ 3 MΩ



(営業品目)

静電容量計・周波計・セルメーター・電子管式記録計

テレメーター装置・各種工業用計器

米 国

誌名記入申込にカタログ進呈

Swartwout 社

と提携



**大倉電気株式會社**

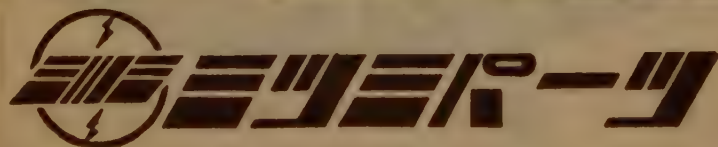
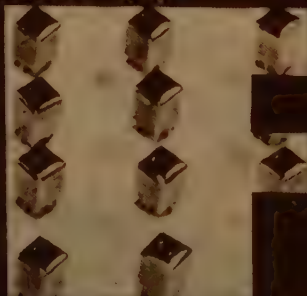
本 社 東京都杉並区西田町2丁目407番地 電 話 (398) 5111 (代表)  
 大阪出張所 大阪市北区芝田町112 井上ビル24号室 電話 (36) 5791~5, 5891~5 (交換)  
 小倉出張所 小倉市博労町63番地 富士ビル44号室 電 話 小 倉 (5) 8621



優れた設備の工場から、優れたパーツ!

カタログ進呈

御希望の方は本誌名記入の上  
PR課まで申込み下さい。



ミツミ電機株式会社

東京都北多摩郡泊江町小足立1056  
 TEL (416) 2219・2619・2692



# T·D·S

## 高 安 定 電 源 及 び 電 磁 石

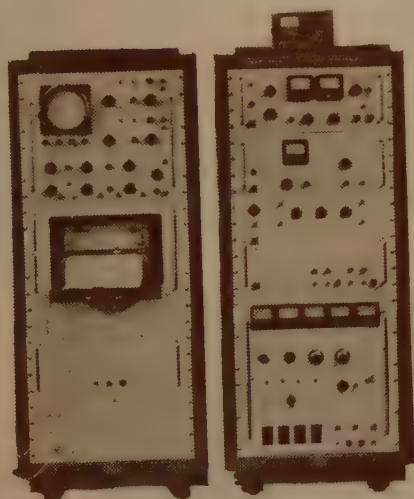
☆定電流電源 電磁石励磁用, その他

〔例〕 出力 200V 30A, 10~100%可変

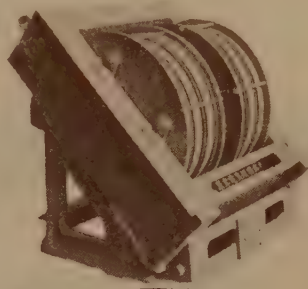
電流安定度  $1 \times 10^{-5}/H$ , リップル  $5 \times 10^{-6}$

☆定電圧電源 クライストロン, 後進波管等

〔例〕 0~3500V 80mA, 安定度  $1 \times 10^{-4}$



右 電子スピン共鳴装置における  
クライストロン用電源,  
A.F.C装置, 撰択アンプ,  
位相検出器  
左 記録計, 及び二現象シンクロ  
スコープ

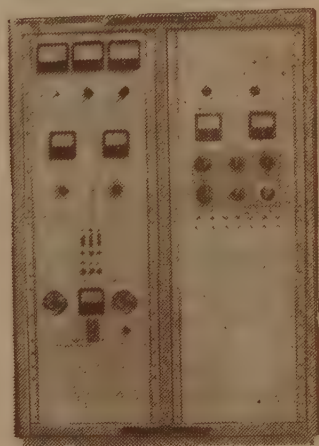


電磁石

磁極直径 30~300mmφまで

最大磁場 30,000ガウスまで

磁場均一度  $1 \times 10^{-6}/cm\phi$



### 主要製品

- マイクロ波立体回路3~70G%帯
- 試料キャビティー各種
- 電磁石各種
- 電子スピン共鳴装置, その他

御 引 合 は 第 二 事 業 部 営 業 課 へ

定電流電源

電流安定度  $1 \times 10^{-5}/H$



## 東 京 電 気 精 機 株 式 会 社

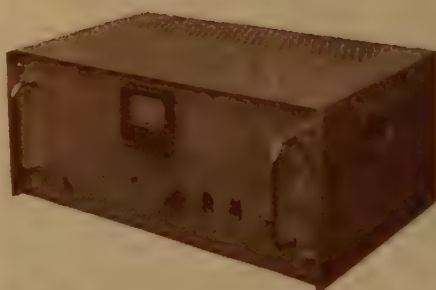
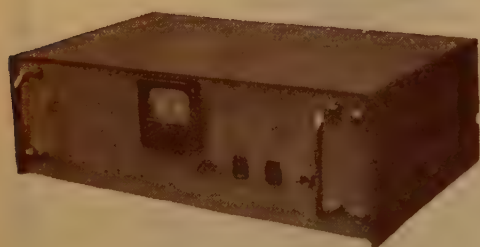
本 社 東京都千代田区神田仲町2-11 電話 (251)9186 代表 (291)2096

研究所 東京都千代田区神田旅籠町2-21 電 話 (251)4414

工 場 文 京・立 川・松 戸・蒲 田

# 全トランジスター増巾器型 交流自動電圧調整器

# VOLCO



日本で初めての真空管増巾器式、世界で始めて磁気増巾器式自動電圧調整器を発表したVOLCOが、今回又世界で初めての全トランジスター増巾器式の自動電圧調整器を商品として市場に提供することになりました。

性能は従来の真空管式と全く同様な優秀なものです。

寿命と信頼性は従来の磁気増巾器式よりはるかにすぐれております。

## サービス代行店

**関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社**  
 本社 東京都文京区湯島新花町35  
 Tel. (921)1042・7088(929)0289  
 営業所 長野市横町20  
 Tel. 長野 4601  
 新潟市下大川前石油企業会館内  
 Tel. 新潟 (3) 0603  
 中京地区 株式会社 朝日商會  
 名古屋市中村区覚王山通3-34  
 Tel. (73) 8147~9・8140

**關西地区 株式会社 三栄商會**  
 大阪市北区東堀川町11  
 Tel. 大阪 (36) 2556~7  
**中国・四国・九州地区 新川電機株式会社**  
 本店 広島市三川町1  
 Tel. 中 (2) 9147~9・9140  
 支店 高松市南鍛冶屋町4-18  
 Tel. 高松 (2) 7343  
 福岡市上小町3-4  
 Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

**日本電源機器株式会社**

東京都墨田区幸島町5-190 電話 (011) 2461・2971  
 出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140



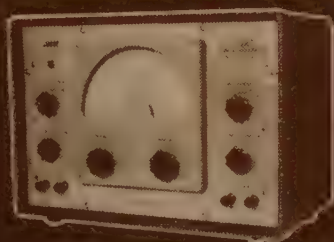
V-502

帯域高感度真空管電圧計



(SV-501型のデザインは502型と同一)

1



2

AG-201 矩形波正弦波発生器

3

SV-508 P-P V. T. V. M.



1. V.C.Fタイプ・プローブ入力方式による高感度、広帯域V.T.V.M.
2. 良質な20%~1M%までの矩形波と正弦波が別々の出力端子から同時に取りだせます。
3. 2段にわたる蓄積回路により0.0001V~1000Vまでのパルス電圧測定が可能です。

### SV-502

測定電圧 3,10,30,100,300mV1,3,10,30  
100,300Vフルスケール(但し3V  
以上は倍率器による)

周波数特性 10%~10M%  $\pm 1$  dB  
(10%~4M%  $\pm 1$  dB)  
SV-501型)

精度 3%

入力インピーダンス 30M $\Omega$ 以上並列8PF以内,10  
M $\Omega$ 並列3PF以内(3V以上)

使用真空管 6R-HH1, 6EJ7 $\times 6$ ,  
6CA4, 6RA2, 6AU6,  
0A2, 1N21C $\times 2$   
(6R-HH1, 6EJ7 $\times 3$ ,  
6CA4, 0A2, 0A72 $\times 2$ )  
SV-501型)

外形寸法 205 $\times$ 290 $\times$ 325%  
(205 $\times$ 290 $\times$ 305%)  
SV-501型)

### AG-201

周波数範囲 20%~1M%

矩形波

出力電圧 0~10V (P-P)

立上り時間 約0.1 $\mu$ sec

周波数精度  $\pm 2$ %

正弦波

出力電圧 0~10VR $\cdot$ M $\cdot$ S

歪率 1%以下

使用真空管 6AH6, 6AW8,  
6CL6 $\times 2$   
12AT7

外形寸法 380 $\times$ 300 $\times$ 245%

### SV-508

実用周波数範囲 10%~150KC

測定電圧 0.0001V~  
1000V (P-P) 6レンジ, 最  
低レンジ0.01V

入力インピーダンス 2M $\Omega$  8PF

実用最小立上り時間 1 $\mu$ sec

実用最少パルス巾 3 $\mu$ sec

誤差  $\pm 5$ % (パル  
ス)  $\pm 3$ % (サイン)

使用真空管 6AU6 $\times 4$ , 6AL5 $\times 2$ ,  
12AU7 $\times 2$ , 6X4, 0A3,

電源電圧 85~105V.50~60%

外形寸法 335 $\times$ 180 $\times$ 150%

**SANWA**

エレクトロニクス測定器

三和無線測器研究所

本社・工場

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪  
521番地 電話(国分寺)496

東京営業所 東京都千代田区神田司町1-1 電話 東京 (231) 0621, 3906

■ カタログ御希望の方は〒18円同封の上御申込下さい ■

# トランスタクタ式直流安定電源

＊新製品！

本器は、直列制御に矩形的ヒステリシス・ループをもつトランスタクタの制御作用を利用した新しい方式の高安定度の直流電源であります。その性能は、シリーズ・バルブ方式のC-3形安定電源（BSS E-8616）と同等以上で、直列制御に真空管を使用したものに比し損失が少なく高効率で過負荷に強く、且つ小形・軽量化されております



model  
286

## 主要性能

入力電圧 93V～107V 50% 60%  
出力電圧 280V ±5V可変  
出力電流範囲 60mA～600mA  
出力電圧の変動 上記入力電圧、出力電流の全変動に対し0.5V(P-P)以下

振動電圧 3mV以下  
出力電流変動範囲 ±110mA  
構造 遮光型  
シャーシ寸法 V-150(BTS) 240L  
重量 19.5kg

## 真空管方式との比較

C-3形安定電源 (Series Valve)  
寸法 V 250形シャーシ  
重量 25.5kg  
効率 48%  
力率 94%

トランスタクタ式安定電源 Transductor  
寸法 V 150形  
重量 19.5kg  
効率 67%  
力率 61%

## トランジスタ式直流安定電源

model T-121

1-36V 出力電圧一操作連続可変  
0-3A 0.3A・1A・3A過電流制限回路付

## 特長

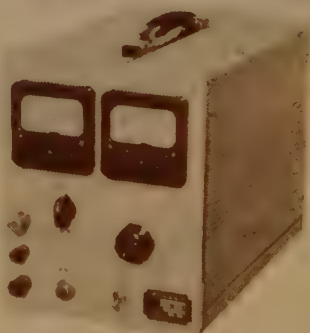
■出力電圧は一操作連続可変であります ■過電流または短絡に対しても保護装置を有します  
■蓄電池に匹敵する低内部抵抗であります ■特許出願番号 昭35-26126 昭35-7153

## 性能

入力電圧 単相交流90V 105V 50% 60%  
出力電圧 直流1-36V (一操作連続可変)  
出力電流 0-3A  
出力制限電流 3A 1A 0.3A (3段切替)  
出力電圧変動 上記入力電圧、出力電流の全変動に対し100mV以下

電源インピーダンス 0.02Ω以下  
振動率 5mV(P-P)以下  
過電流防止 上記制限電流、または負荷短絡による過電流を防止する

外形寸法 200(幅)×350(奥行)×250(高さ)  
(可搬形)



## 営業品目

トランスタクタ式直流安定電源・電源変成器  
トランジスタ式直流安定電源・低周波変成器  
A-3・B-3・C-3形安定電源・電圧変成器  
磁気増幅器自動電圧調整器・高周波電源  
録音テープ用磁気抹消器・磁気増幅器  
各種電源機器・樹脂加工変成器

## 関連製品

model	入力電圧	出力電圧	出力電流	備考
T-122	90V～105V	1V～36V	0～3A	V 150形シャーシと同等
T-611	90V～105V	1V～30V	0～2A	V 100形シャーシと同等
MT-422	90V～105V	1V～36V	0～12A	V 250形シャーシと同等



東立通信工業株式会社

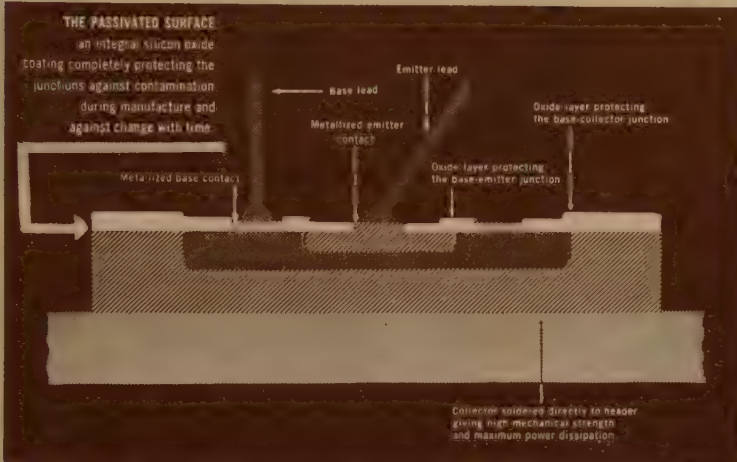
東京都品川区西大崎2-170  
TEL 東京(491) 1191(代表)





**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR CORPORATION

# PLANAR TRANSISTOR



## 2N708

$f_T$  450 MC

$P_c @ 25^\circ C$  CASE TEMP:

1.2 W

$I_{CBO} @ 25^\circ C$ :

25  $\mu A$  (Max)

$h_{FE}$  30-120

高速度スイッチング用、RF増巾用

**AMPEX**

## AMPEX COMPUTER PRODUCTS CO. FERRITE MEMORY CORE

TYPE TM501-03 FOR HIGH SPEED WORD SELECT APPLICATIONS

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS — AT $25^\circ C$

Drive Pulse	Read ( $I_R$ )	Write ( $I_W$ )	Digit ( $I_D$ )
Amplitude	550 ma	160 ma	140 ma
Rise Time ( $t_R$ )	0.1 $\mu sec$	0.1 $\mu sec$	0.1 $\mu sec$
Fall Time ( $t_F$ )	0.1 $\mu sec$	0.1 $\mu sec$	0.1 $\mu sec$
Width ( $t_W$ )	0.2 $\mu sec$	0.4 $\mu sec$	0.4 $\mu sec$

### TYPICAL OUTPUT SIGNALS

Read ONE ( $\mu V_1$ )	= 110 to 140 mv	Peaking Time ( $t_p$ )	= 0.145 $\mu sec$
Read ZERO ( $dV_2$ )	= 27 mv	Switching Time ( $t_s$ )	= 0.25 $\mu sec$

日本総代理店

兼松株式会社

東京支社

電子部

東京都千代田区丸の内一丁目(新海上ビル) 電話 (281) 大代表 6811

# トランス界に 革命児誕生!!



東陽通商が

確信をもっておすすめします!!



## 〔構造・特長〕

下写真のような中央孔をもつトロイダルコイルの巻鉄芯型トランスで、コアは方向性珪素鋼板を完全熱処理後不燃性絶縁材で包み、その上に一次コイルを平衡分布巻きしたものである。

この中央孔に任意の二次巻線を巻いたり、貫通結合させて万能目的に使用できる画期的ユニバーサルトランスである。



¥ 6,200 即納

社長 奥村 喜和男

東陽通商株式会社

★詳細はカタログ御請求下さい。

エレクトロニクス課

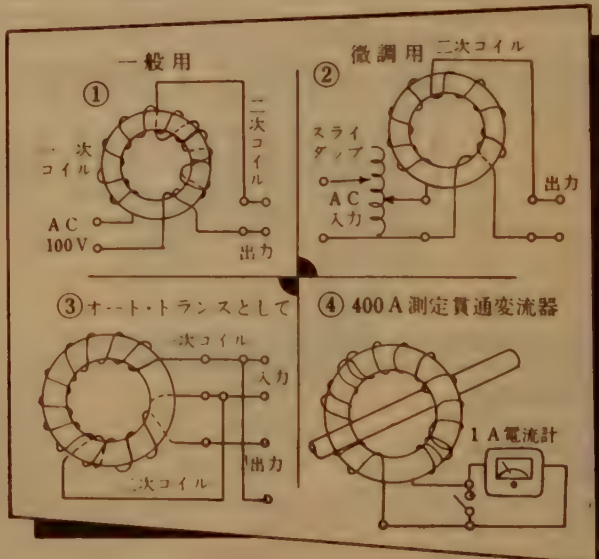
研究室に、試作・実験室に  
学校教材に……万能用途を誇る

# “UT-100” ユニバーサルトランス

——新製品御案内——

## 〈本トランス用途例〉

- (1) 任意出力電圧・電流の変圧器 (第1図)  
001V 100A~24V 4A~48V 2A その他任意の電圧  
(電流) を自由に得ることができる
- (2) 出力電圧の微細調整  
第2図のようにスライダップと併用する
- (3) 整流器と組合わせて直流電源とする
- (4) 電源用オート・トランスとして (第3図)
- (5) 変電器として (400Aまで測定可能) (第4図)
- (6) フューズ検定装置として  
熔断電流とフューズ電圧降下を測定できる



本社 東京都中央区日本橋本石町1-2  
電話 東京 (241) 5276 (代表)

出張所 大阪市東区南本町4-37(テコロンビル)  
電話 船場 (25) 1271-2





# TEKTRONIX INC.

## 321型 ポータブル・オシロスコープ

○完全なトランジスター化

○AC, DC 又は内蔵バッテリーで動作

○小型, 軽量

$8\frac{3}{4}'' \times 5\frac{3}{4}'' \times 16''$

$13\frac{1}{2}$ ポンド (バッテリー無し)

○仕様

周波数範囲: DC~5 Mc

立ち上がり時間:  $0.07 \mu \text{ sec}$

垂直軸偏向感度:  $0.01 \sim 20 \text{ V/div}$

掃引範囲:  $0.5 \mu \text{ sec} \sim 0.5 \text{ sec/div}$

○価格 (FOB\$)

321型, オシロスコープ (充電器内蔵)  
..... \$785.00

4.0AH バッテリー・セット..... 61.00

充電器..... 35.00



御申越次第詳細カタログを御送付致します。

GENERAL RADIO COMPANY  
TEKTRONIX INC.

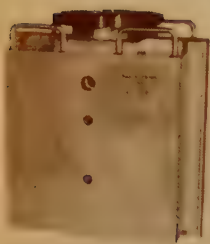
THE HARSHAW CHEMICAL COMPANY

日本総代理店

## 緑屋電気株式会社

東京都中央区京橋二丁目三番地 (守随ビル)  
電話 (561) 9256 (代) 5848 輸入課直通

# NEC 超高真空 イオンポンプ



125 LITERS/SECOND  
LD-563 Pump and Magnet



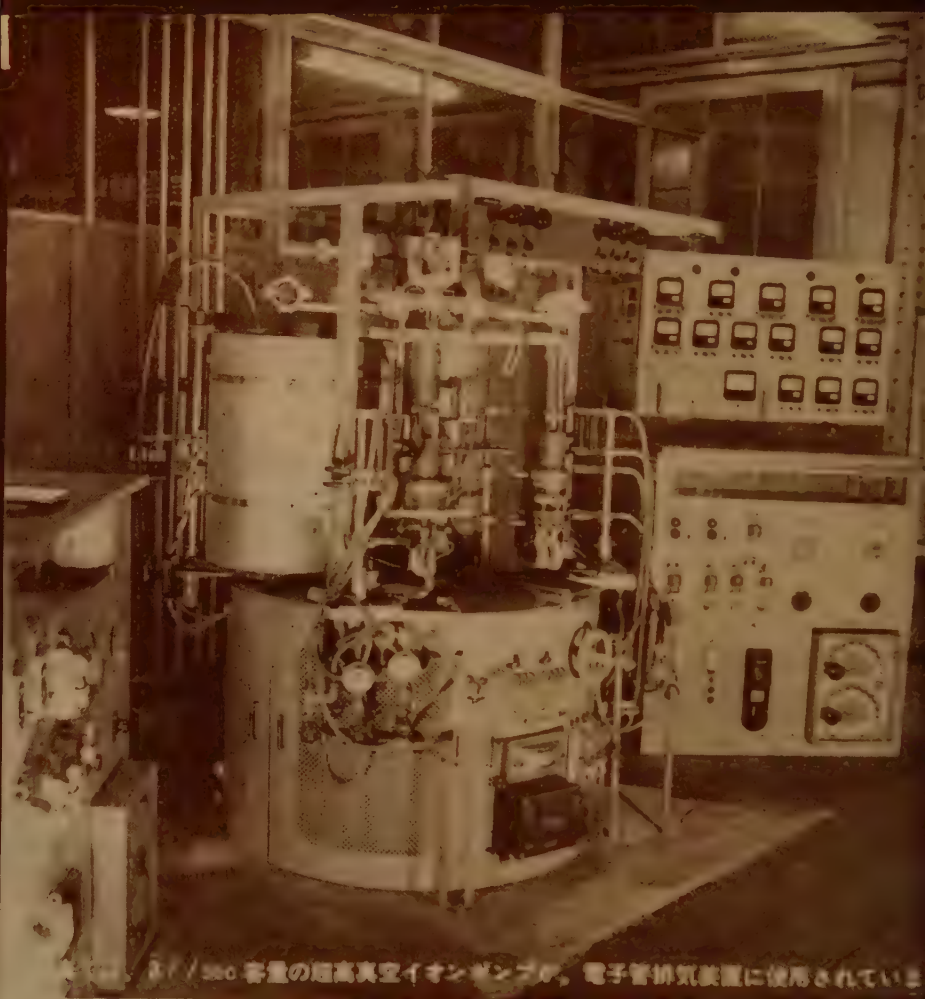
40 LITERS/SECOND  
V-11404 Pump and Magnet



8 LITERS/SECOND  
V-11402 A Pump  
V-11403 Magnet



1 LITER/SECOND  
V-11411 Pump  
V-11412 Magnet



3000ℓ/sec 容量の超高真空イオンポンプ。電子管排気装置に使用されている。

- ☆到達真空度  $10^{-10}$  mmHg 以上
- ☆動作真空度 筋開  $2 \times 10^{-8}$  mmHg  $\sim 10^{-10}$  mmHg 以上
- ☆500°C の高温で動作させ得る。
- ☆設置に際し、取付位置、取付方向、振動、加速度等による制限がない。
- ☆長寿命である。

排気速度	1 ℓ / sec	8 ℓ / sec	40 ℓ / sec	125 ℓ / sec
	400 ℓ / sec	1000 ℓ / sec	3000 ℓ / sec	

② NEC イオンポンプ全国一手販売特約店



製造元  
**日本電気株式会社**

東京都港区芝三田四国町二番地

**丸文株式会社**

本 店 東京都中央区日本橋大伝馬町2の1 電話 (661) 2286 (代)  
支 店 大阪市西区靱下町1の38 電話 (44) 5478  
神戸市生田区河岸通2の28 電話 (3) 4266  
金沢市下松原町6 電話 (3) 4195



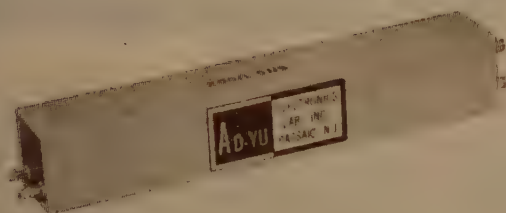
## デジタル位相計 524型



### FEATURES:

- Phase angle in degrees directly represented in four digits.
- Phase reading independent of the ratio of signal amplitude.
- No frequency adjustment over a wide range, from 20 cps to 20 kc.
- No amplitude adjustment for either signal voltage.
- Relative accuracy  $\pm 0.1^\circ$  ( $\pm 1$  digit) for symmetrical waveforms of any shape.
- $0.1^\circ$  resolution (readability of phase difference) regardless of signal amplitude or signal frequency.

## 超高速 Rise Time 遅延回路 10Tシリーズ



### FEATURES:

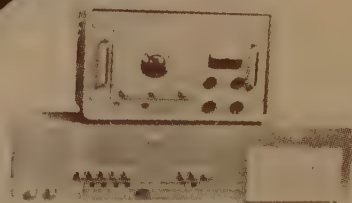
- Phase response linear beyond two-thirds of the cutoff frequency.
- Ratio of rise time ( $T_r$ ) to total delay ( $T_d$ ) less than 0.02.
- Distortion less than 2% of the signal amplitude in most types.
- Light weight, small physical size, and rugged construction.

精密級 ミリマ  
イクロセコンド

## 位相検出計

### FEATURES:

- Frequency Range: Type 205B1—15 mc to 400 mc;  
Type 205B2-B3 —15 mc to 1500 mc.
- Resolution time less than  $10^{-13}$  second.
- Input sensitivity 20 microvolts or better with receiver or oscilloscope.
- Input signal can be CW, pulse modulated, or amplitude modulated.



TYPE 205B1

15 MC TO 400 MC

- 詳細御希望の向きには型録御送付申しあげます。

日本総代理店

## 昌新商事株式会社

本社 東京都中央区日本橋室町2-4 (三和ビル)  
電話 (241) 3861 (代), 5726-7

大阪支店 大阪市東区瓦町5-42 電話 (23) 6903, 9508

名古屋出張所 名古屋市東区布池町32 大洋ビル5階10号 電話 (4) 2531-8 (内線16)

# Silwhite

## 半導体等の精密加工に INDUSTRIAL AIRBRASIVE UNIT

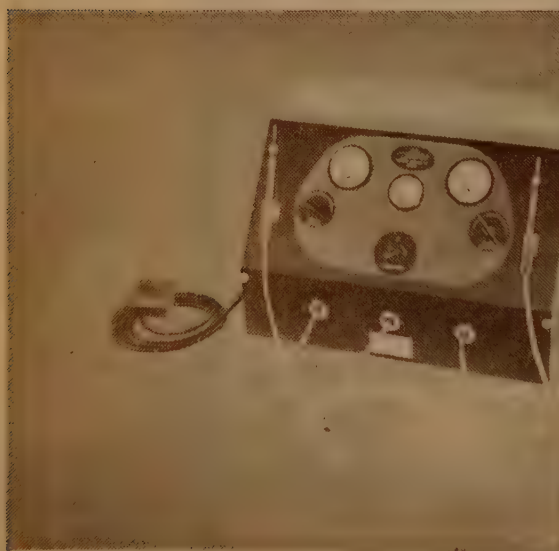
### 主 用 途

- ゲルマニウム
- シリコン
- マイカ
- 磁器
- ガラス
- その他硬いもの

- ▲低 温
- ▲無 衝 撃
- ▲自在に操作



手 動 操 作  
(自動も可)



### 機 能

- 切 断
- 成 型
- 研 磨
- 清 掃
- 鑽 孔
- エッチング
- そ の 他

米国エス・エス・ホワイト社  
■日本総代理店

## 伯 東 株 式 会 社

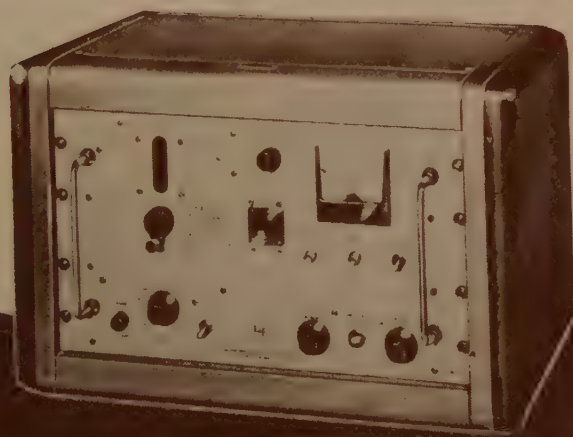
東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル  
電 話 (501) 3168, 3169, 5301~9



**LFE**

超安定・高出力

# マイクロウェーブ発振器



Series

8 1 4

Oscillator	Frequency in mc/s	Nominal Power (milliwatts)	Oscillator	Frequency in mc/s	Nominal Power (milliwatts)	Oscillator	Frequency in mc/s	Nominal Power (milliwatts)	Oscillator	Frequency in mc/s	Nominal Power (milliwatts)
<b>S-BAND</b>			<b>C-BAND</b>			<b>X-BAND</b>			<b>K-BAND</b>		
814-S-1	2500-3050	75	814-C-3	6300-7125	55	814-X-1	8500-10,000	80	814-K-2	16,000-17,000	100
814-S-2	2950-3600	80	814-C-4	7125-8125	90	814-X-2	9000-10,500	55	814-K-11	12,000-13,800	85
814-S-3	4200-4800	70	814-C-5	7500-8500	90	814-X-3	9800-11,200	70	814-K-12	14,000-16,000	25
<b>C-BAND</b>			814-C-11	5700-6300	200	814-X-4	10,500-11,700	80	814-K-13	15,500-17,500	30
814-C-1	5100-5000	60	814-C-12	6200-6900	250	814-X-21	8500-10,800	500	814-K-21	12,800-14,500	100
814-C-2	5800-6600	65	814-C-13	6900-7400	300	<b>K-BAND</b>			817-K-24	23,000-25,000	100
						814-K-1	13,000-14,600	20			

米国 ラボラトリー /  
エレクトロニクス社

■ 日本総代理店

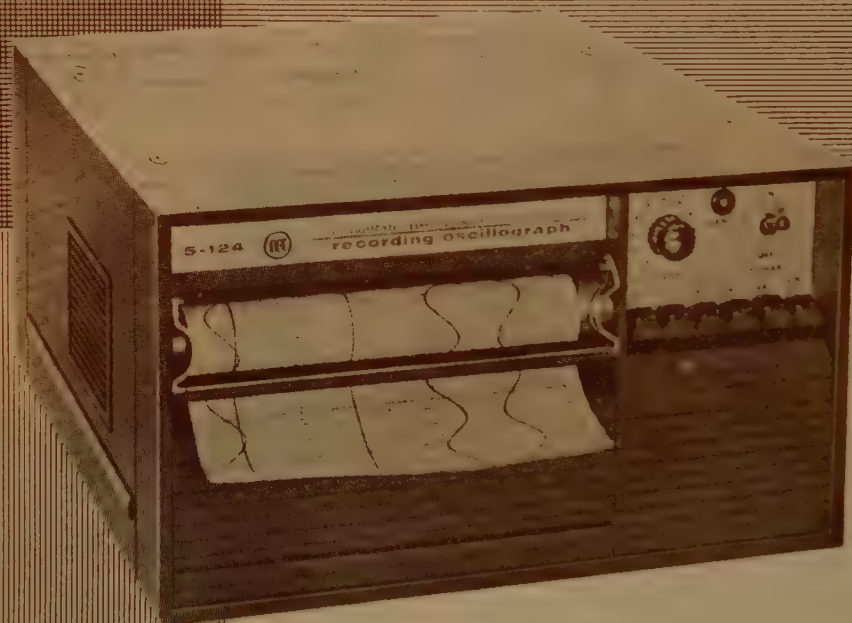
伯 東 株 式 会 社

東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル  
電 話 501・3168, 3169, 3301・2

CONSOLIDATED

# TYPE 5-124 RECORDING OSCILLOGRAPH

(CEC 社 5-124 形 記録オシログラフ)



5-124 形は簡潔、軽量、そしてポータブルであり、  
すべてのコントロールは全面パネルで操作出来る。

押ボタン伝達機構  
モジュール構造の採用  
前面操作、ラック取付可能  
データーフラッシュ方式採用  
による完全記録  
チャンネル数 18  
記録速度 1/4~64 インチ/秒

カタログ贈呈

Consolidated Electrodynamics Corp.,

日本総代理店

## コロンビア貿易株式会社

本社 東京都港区芝田村町1丁目川手ビル TEL (591) 7206~9・7200  
大阪出張所 大阪市北区宗是町44番地 TEL (44) 3 0 6 7~8





BOONTON RADIO CORP

新製品 UHF Q METER

210~610MC

TYPE 280-A



BOONTON RADIO社は創立以来、Q Meter及びRXMeterの開発を手がけ、その製品は、多年広く愛用され親しまれて参りましたが、比度の新製品280-A型Q Meterは世界唯一のUHFQ Meterとして画期的な製品であり更に多くの御要望にこたえるものと確信致します。

詳細資料、その他のお問合せ、又同社の他製品については何卒下記に御連絡下さい。

日本代理店

理 經 産 業 株 式 会 社

東京都港区芝田村町2の12 小里会館7階 電話 代表 (591) 5246



# SIGNAL GENERATORS



## hp 606A Standard Signal Generator 50 KC to 65 MC

Output adjustable from 3 v full range to 0.1  $\mu$ v rms (+23 to -120 dbm). Feedback assures power into a 50 ohm load constant within  $\pm$  1 db over the frequency range. Reliable internal crystal calibrator permits checking points at 100 KC and 1 MC intervals with an error of less than 0.01%. Very low distortion, broad modulating capabilities. Typical  $\phi$  speed, ease of operation.

## VHF SIGNAL GENERATORS

### hp 608D-10 to 420 MC

Highest stability, low incidental FM and frequency drift. Calibrated output 0.1  $\mu$ v to 0.5 v throughout range. Built-in crystal calibrator provides frequency check accurate within 0.01% each 1 and 5 MC. Master-oscillator, buffer and output amplifier circuit design. Direct calibration, ideal for aircraft communications equipment testing.

### hp 608C-vhf Signal Generator

High power (1 v max.), stable, accurate generator. 10 to 480 MC. Ideal for testing receivers, amplifiers, driving bridges, slotted lines, antennas, etc.

## UHF SIGNAL GENERATORS

### hp 612A-450 to 1,230 MC

Same high output power, low incidental FM, broad modulation capabilities as  $\phi$  vhf signal generators. Frequency, output directly set on large precisely calibrated dials.

### hp 614A-800 to 2,100 MC

Easy to use, direct-reading, one-dial frequency control, high stability and accuracy. Ideal for measuring receiver sensitivity, signal-noise ratio, conversion gain, SWR, transmission line characteristics.

### hp 616B-1,800 to 4,200 MC

Ruggedly built, compact to save bench space, offers same  $\phi$  precision, ease of operation, compactness of the other  $\phi$  uhf instruments.

## SHF SIGNAL GENERATORS

### hp 618B-3,800 to 7,600 MC

### hp 620A-7,000 to 11,000 MC

These instruments provide the simple, versatile operation and varied, pulsing capabilities common in  $\phi$  signal generators to the lower regions of the shf range. The 618B and 620A may be synchronized with an external sine wave or with positive or negative pulse signals, as may other  $\phi$  signal generators.

HEWLETT-PACKARD COMPANY  
Palo Alto, California, U.S.A.



日本総代理店  
関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地  
電話 (866) 代表 3136





## UNIQUE NEW EIMAC 3CX10,000A3 CERAMIC TRIODE OFFERS VHF POWER—UP TO 20 KW

Eimac expands its ceramic tube line with the introduction of the 3CX10,000A3—the only 10 kilowatt air-cooled ceramic triode in the field. This advanced power tube is intended for use at maximum ratings through 110 megacycles.

An outstanding feature of this clean, efficient ceramic triode is the large reserve of grid dissipation assured by platinum-clad tungsten grid wires. Overload protection has also been built into the 3CX10,000A3 to make it ideal for use in industrial heating—dielectric and induction.

This newly developed triode is also well suited for such applications as broadcast, FM and single-sideband transmitters, ultrasonic generators and sonar pulse amplifiers. It can also be used as a class-AB<sub>2</sub> or class-B linear amplifier in audio or r-f service.

A companion air-system socket and chimney, as shown above, is available with the 3CX10,000A3 to meet your specific requirements. Watch for a low mu version of this high-power triode in the near future.

### GENERAL CHARACTERISTICS

EIMAC 3CX10,000A3 CERAMIC TRIODE	Height	Diameter	Max. Operating Temp.	Filament Voltage	Filament Current	Frequency for Max. Ratings	Max. Plate-Diss. Rating
	8.25"	7.0"	250°C.	7.5	102 amp.	110 Mc.	10,000 watts

EITEL-McCULLOUGH, INC.  
San Carlos, California



日本総代理店  
関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地  
電話 (866) 代表 3136



# プリント配線

設計から組立まで  
総合一貫作業

試作・特殊用途等何でも  
御相談下さい。



米国ミカ社製エポキシガラス基板

総代理店

## 東洋プリント配線株式会社

営業所 東京都千代田区神田小川町2-3(新小川町ビル8階)

TEL (291) 3381~5 内線28~30

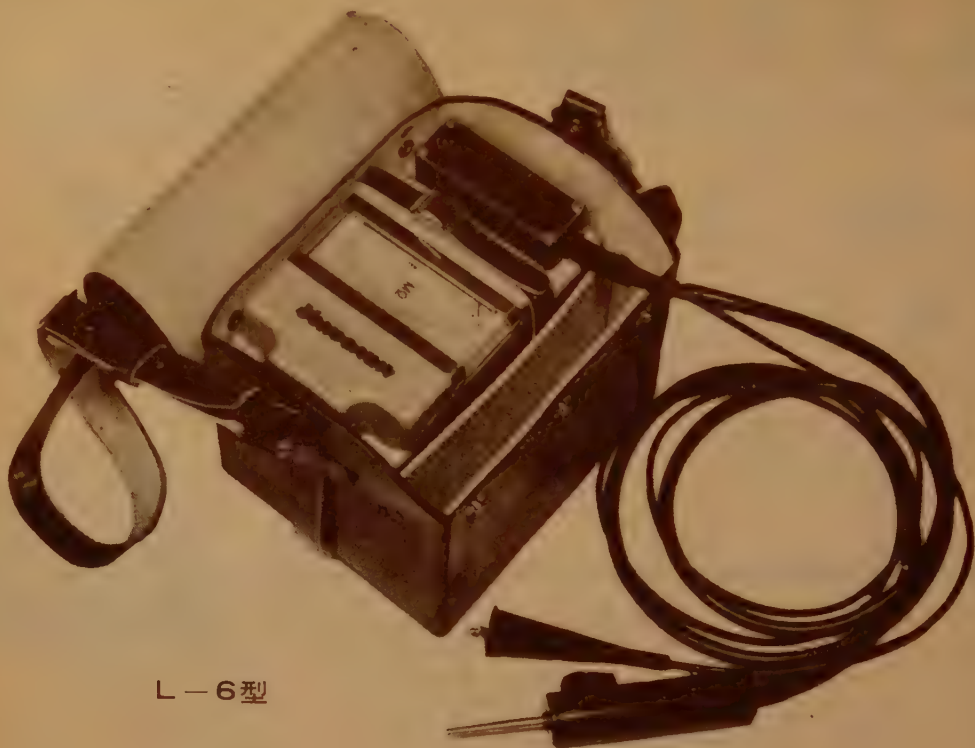
本社・工場 東京都北多摩郡小平町小平学園東区37-1

TEL 国分寺 196, 小平507

技術本部 東京都北多摩郡小平町小平学園東区51-31







L-6型

自動式の！

絶縁抵抗計

トランシスタ式の本格的絶縁抵抗計で、JISの諸規格を満足することはもちろん、多くの特長を持った新製品です。

- 自蔵電源は高能率なトランシスタ直流変圧器と長寿命水銀乾電池の組合せです
- 長期にわたって電池交換を必要としません
- 比率計方式ですから調整は不要です
- 垂直にして使用した場合でも摩擦誤差を生じないような特殊工夫が施してあります
- 目盛が明るい、指示が速い、磁界の影響も受けない

定 格

500V / h M Ω      500V / COM Ω  
50V / h M Ω      50V / COM Ω



株式  
会社

横河電機製作所

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000番地 電話 東京391局 (022-2) 代表1901  
支 店 名古屋・大阪・小倉 出張所 新潟・広島 代表3701

YEW



# 会 告

## — 会 員 名 簿 ( 昭 和 36 年 版 ) 発 行 に つ い て —

本会会員名簿は隔年発行の慣例になっておりますので、来る 11 月頃昭和 36 年版を発行致します。つきましては、下記の各項を御参照、別添の「電気通信学会会員名簿作成資料」に必要事項御記入の上、8 月末までに必ず洩れなく御提出下さる様 会員諸君の御協力をお願いします。

1. 氏 名 必ずフリガナをつけて下さい。
  2. 卒業学校 学科名、卒業年月をはっきりと書き込んで下さい。
  3. 会員資格 正員・准員・学生員の別を記入して下さい。
  4. 学位その他資格 博士・電気事業主任技術者・P. B. X・工事担任者・無線技術士等の資格をお持ちの方は御記入下さい。ただし、検定試験による資格は卒業学校名を名簿に掲載しない場合に限り、掲載します。
  5. 在校名 〔イ〕 学生員は在学中の学校名および卒業予定年月を記入して下さい。  
〔ロ〕 修士課程あるいは博士課程に在学している方は、何れか一方を○でかこみ、その終了予定年月日を記入して下さい。
  6. 勤務先 所属部・課までくわしく記入して下さい。二カ所以上に関係ある方は、主たる一方を記入して下さい。
- 注 意 この資料は名簿作成だけでなく功績賞、稲田記念学術奨励金等の受賞資格審査にも参考となるものですから間違いのない様に御記入下さい。

## — 東 京 支 部 講 演 会 案 内 —

日 時 昭和 36 年 7 月 1 日 (土) 午後 1 時 30 分

会 場 日本電気工業会 4 階講堂 (千代田区永田町 2 の 1, 都電・バス : 溜池下車)

講 演 (予定)

- |                           |             |
|---------------------------|-------------|
| 1. 最近のデーターログについて (60分)    | 東京大学 磯 部 孝君 |
| 2. データーログの実際 (60分)        | 東京大学 寺 尾 満君 |
| 3. 発電所におけるデーターログの活用 (60分) |             |

— 電気学会東京支部・電気通信学会東京支部 —

# 会 告 ・ 通 知

## 電気通信技術委員会研究専門委員会

### 昭和 36 年 6 月 開催 通知

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加でき、研究発表もできます。研究発表希望者は、委員会名を指定して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。

#### 1. 電気音響研究専門委員会

委員長 富 田 義 男

日 時 6 月 9 日 (金) 14 時 ~ 17 時

場 所 早稲田大学理工学部会議室 (新宿区戸塚町)

議 題 (1) R-60 受話機の温度特性

田 島 清君 (通 研)

#### 2. 超音波研究専門委員会

委員長 能 本 乙 彦

日 時 6 月 10 日 (土) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京工業大学講義室 (No 62 講義室予定) (目黒区大岡山, 目蒲線大岡山駅下車)

議 題 (1) テーパー状共振子を有するランジュバン形振動子の設計

芳 賀 正 信君 (日立戸塚工場)

(2) 火花放電による音波波連の発生法

(第 1 報) 減衰振動放電の発生する音波について

(第 2 報) 空洞共振器による火花音波の波連化について

菊 治 喜 充君・柴 山 乾 夫君・佐藤 東八君 (東北大学研)

#### 3. マイクロ波真空管研究専門委員会

委員長 小 池 勇 二 郎

日 時 6 月 12 日 (月) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京大学医学部好仁会食堂二階 (文京区本富士町)

議 題 (1) 蛍光板を用いた電子ビームアナライザ 戸田哲雄君・建石昌彦君 (三菱電機)

(2) 界浸形収束電子銃の一設計法について 平 野 順 三君 (通 研)

#### 4. 回路網理論研究専門委員会

委員長 川 上 正 光

日 時 6 月 13 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京工業大学講義室 (目黒区大岡山目蒲線大岡山駅下車)

議 題 (1) C-12 M 方式用ろ波器の所望伝送特性 矢 崎 銀 作君 (通 研)

(2) C-12 M 方式用ろ波器の設計

山 本 勇 一君・家 所 得 寿君 (日 電)

永 田 穰君・相 沢 清 人君・永 松 武 夫君 (富士通)

○ 7 月の予定 : 7 月 8 日 (土) 北海道大学応用電気研究所で開催。詳細は 6 月号会告参照



## 5. マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩 片 秀 雄

日 時 6月20日(火) 14時～17時

場 所 早稲田大学理工学部会議室(新宿区戸塚町)

議 題 (1) 可変パラメータ媒質中の電磁界の取扱い 松本 正君 鈴木道雄君(北 大)  
(2) 電磁解析における S-Matrix の応用について

西 田 俊 夫君(近 畿 大)・雨 宮 秀 吉君(生野工高)

## 6. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪 本 捷 房

日 時 6月20日(火) 14時～17時

場 所 東京大学医学部本館会議室(文京区本富士町)

議 題 簡易形心電図解析装置

木村栄一君(日本医科大)・三浦 茂君・岩井喜典君(東芝電子機器技術部)

## 7. トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡 部 豊 比 古

日 時 6月20日(火) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町)

議 題 (1) 高周波トランジスタの等価回路 渡 辺 誠君・平 井 実君(通 研)  
(2) 対ダイオード論理回路におけるエサキ・ダイオードの特性の許容偏差  
伏 見 和 郎君(通 研)  
(3) 帰朝談 西 沢 潤 一君(東 北 大)

◎ 36年9月トランジスタ研究専門委員会シンポジウム研究発表募集について赤紙5頁参照

## 8. 通信方式研究専門委員会

委員長 染 谷 勲

日 時 6月20日(火) 14時～16時

場 所 国際電信電話(株)研究所会議室(目黒区三田12の1, 国電恵比寿駅下車)

議 題 (1) PCM 符合の伝送誤差 滝 保 夫君・岩 垂 好 裕君(東 大)  
(2) 符合変調用再生中継について 星 子 幸 男君(通 研)

## 9. 信頼性と品質管理研究専門委員会

委員長 茅 野 健

日 時 6月21日(水) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2の8, 国電飯田橋駅, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 電々公社で行はれている物品購入について 山 下 太 郎君(電々公社技師長室)

## 10. 磁性材料研究専門委員会

委員長 博 田 五 六

日 時 6月22日(木) 14時～16時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2の8, 国電飯田橋, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) 磁心アナログ記憶に関する一考察 渡 辺 昭 治君(国際電々)  
(2) めがね形パラメトロン の 磁歪振動について 倉 田 是 君(通 研)

# 11. 電波伝播研究専門委員会

委員長 上 田 弘 之

日 時 6 月 22 日 (木) 14 時 ~ 17 時

場 所 国際電信電話 (株) 研究所会議室 (目黒区三田 12 の 1, 国電恵比寿駅下車)

議 題 (1) CCIR 国際電界強度に関するジュネーブ会議

1. 電界強度測定法

村 松 金 也君 (電波研)

2. 電界強度計算法

宮 憲 一君 (KDD研)

(2) F 層散乱と Spread F との関係

田 尾 一 彦君 (電波研)

# 12. 電子計算機研究専門委員会

委員長 後 藤 以 紀

日 時 6 月 22 日 (木) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室 (文京区本富士町)

議 題 (1) エサキダイオードによるパラメータ励振現象の解析

山 本 達 夫君・岸 本 晃君 (防衛庁技本一研)

(2) FACOM 222 について 池 田 敏 夫君・石 井 康 雄君 (富士通)

# 13. アンテナ研究専門委員会

委員長 加 藤 安 太 郎

日 時 6 月 23 日 (金) 14 時 ~ 17 時

場 所 電気通信学会会議室 (千代田区富士見町 2 の 8, 国電飯田橋駅, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 (1) アンテナ利得測定における地面反射波の影響とその除去対策

松 本 欣 二君 (静岡大)

(2) アンテナ測定用スプリット・パランについて 小 郷 寛君 (千葉大)

# 14. 航空電子機器研究専門委員会

委員長 岡 田 実

日 時 6 月 26 日 (月) 14 時 ~ 16 時 30 分

場 所 東京大学航空研究所 (目黒区駒場 856, 14 号館図書室)

議 題 (1) レーダ用走査変換装置 中山良明君・田中宗雄君・小田川嘉郎君・

森 英志君・吉田 孝君・藤井英二君・佐藤禎司君・末石義隆君 (東 芝)

(2) 蓄積管利用によるレーダ像伝送

大内清吾君・藤井英雄君・篠田純一君 (日本無線)

# 15. 非直線理論研究専門委員会

委員長 高 木 純 一

日 時 6 月 30 日 (金) 14 時 ~ 16 時

場 所 電気通信学会会議室 (千代田区富士見町 2 の 8, 国電飯田橋駅, 水道橋寄り改札口下車)

議 題 二つの発振回路の結合

森 真 作君 (慶大工)

## 東 北 支 部

### ○ オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高 橋 秀 俊

(共催)

### ○ インホメーション理論研究専門委員会

委員長 大 泉 充 郎

期 日 6 月 23 日 (金) ~ 24 日 (土)

場 所 東北大学電気通信研究所会議室

議 題 6 月 23 日 (金) 10 時 ~ 16 時

(1) 確心トランジスタ・プリセット・カウンタについて

志 田 順 一君 (岩手大)・菊 地 正君 (東北大)



(2) 電力系統に於ける経済的負荷配分の自動化に関する考察

原 健一君・木村正行君・本多波雄君・大泉充郎君(東北大)

(3) 学習能力を有する音声認識のプログラム

鈴木久喜君・大泉充郎君(東北大)

(4) 数字語識別の実験

鈴木誠史君・中田和男君(電波研)

(5) 能動的音声認識機械の教育学習過程のシミュレーションについて

猪又修二君(電試)・熊田 衛君(東大)

(6) Sieving Methodによる文字読取り方式

飯島泰蔵君(電試)

◎ 23日の委員会終了後東北大学内の見学および懇親会をおこなう予定

6月24日(日)9時～17時

(7) SSB 無線電話におけるプリエンファシスの効果

鶴岡 泰君・安達定男君(国際電々)

(8) 音声品質を支配する基本周波数要素について

越川常治君(通研)

(9) 電子計算機によるピッチおよびホルマントの抽出

藤崎博也君(東大)

(10) Minsky の Turing machine について

池野信一君(通研)

(11) 忘却の一つのモデル

桂 重俊君・遠藤恵子君(東北大)

(12) 加法定理を満足する関数系の逆関数の取扱いについて

野口正一君・高橋 理君・大泉充郎君(東北大)

(13) 宮川の多次元標本化定理の応用(Ⅲ)(Ⅳ)

笹川量男君(笹川応物研)

## トランジスタ研究専門委員会シンポジウム研究発表募集について

トランジスタ研究専門委員会 委員長 岡部豊比古

来る昭和36年9月のトランジスタ研究専門委員会では研究発表の題目を「高出力トランジスタとトランジスタの許容電力損失」に関するものとし、これについて活潑な討論を致したいと存じます。ついては上記題目に関する研究成果をお持ちの方は、下記要領により奮って御応募いただきたいと存じます。なお応募件数多数の場合は御提出いただきました内容梗概により委員会当日討論すべき主題目を幹事側で選定し採否を応募者宛御通知致します。また当日、取上げられなかった御報告も他日適当な機会に御発表いただくようにしたいと存じます。

### 記

1. 研究発表 題目の範囲: 高出力トランジスタとトランジスタの許容電力損失およびこれに関連

#### した事項

2. 申込期限 および 要領: 約200字の内容梗概を7月22日(土)までに御提出下さい。

3. 配布資料原稿送付期限: 8月19日(土)まで

4. 申込および原稿送付先: 東京都千代田区富士見町2の8(雄山閣ビル)電気通信学会宛

## ストロット教授講演会案内

4月号に掲載の Schedule が若干変更になりましたので、下記の通り、あらためてお知らせ致します。

○ 東京日 時 6月13日(水) 15時

場 所 東京大学

演 題 Experimental investigation on the Deterioration of European and Japanese Semi-conductor Devices during their life time  
予稿プリントは当日配布

主 催 エレクトロニクス協議会、電気および通信両学会東京支部



○ 仙台日時場所 6月10日(土) 15時 東北大学

○ 大阪日時場所 6月14日(水) 15時 中央電気クラブ4階ホール

演・題 ヨーロッパならびに日本の半導体装置の寿命中における劣化の実験的研究  
(当日予稿配布、聴講無料)

懇親会 講演終了後17時半より20時まで、中央電気クラブ203号室で Strutt 教授をかこんで懇親会を行ないます。参加申込は6月10日までに往復はがきで関西電気協会(大阪市北区堂島中2丁目9)内 電気通信学会関西支部まで(会費300円、先着40名限り)。なお余裕があれば当日会場受付で申込を受けます。

## 会費滞納による雑誌発送停止者 (36.5.15現在)

(ア) 秋山晃司(新居浜市庄内町)、秋山玄雄(枚方市中宮西ノ町)、安部城一(横浜市中区間内町)、荒井健二郎(世田谷区砧町)、有田 慎(鎌倉市二階堂)、安藤鎮男(世田谷区玉川等々力町)、(イ) 石橋大三郎(板橋区板橋町)、井上正伸(四国電気通信局)、岩見隆賢(新日本電気)、(ウ) 植田 肇(杉並区成宗)、上松 馨(大阪府三島郡三島町)、臼井映央(大垣市南若森町)、内山健吾(居所不明)、浦山隆保(電源開発中央通信部)、(オ) 大石多喜雄(静岡県浜名郡積志村)、大島良三(箕面市桜井)、小野和美(福岡市箱崎)、(カ) 梶原 佑(呉羽市小竹)、金田 治(大田区山王)、加納 実(葛飾区本田立石町)、神瀬 昭(読売テレビ)、河井武彦(名古屋市市中区老松町)、川西孝雄(練馬区東大泉)、川野啓治(横浜市区大岡町)、(キ) 木村兵二(新三菱重工)、(ク) 久米 稔(松下電器)、(コ) 古賀憲治(八幡市大字引野)、小串 統(ラジオ熊本)、小関 務(岩手県電力局)、小林国治(浜町分局)、小松秀雄(高知市室町)、(サ) 相楽和男(三菱造船)、佐藤 真(文京区丸山町)、(シ) 島田富男(練馬区南町)、(ス) 祐宗五男(茨木市田中)、鈴木嘉郎(世田谷区祖師ヶ谷町)、須田昌宏(世田谷区祖師ヶ谷町)、須藤勝幸(中央区新佃島東町)、(タ) 高橋 修(明石製作所)、高橋静男(電源開発)、高橋新三(山民産業)、竹内康太郎(東京高周波電気炉)、田中茂利(京大工学部)、田中靖三(箕面市西小路)、(ツ) 塚田正治(中部電力)、柘植茂二(品川区大井元芝町)、(ト) 徳永次男(福岡中統制電話中継所)、戸田和夫(名古屋市昭和区栄園町)、(ヌ) 沼田誠作(杉並区西高井戸)、(ナ) 中村嘉平(調布市入間町)、(ハ) 橋本 保(松山市新王町)、馬場照明(横浜市区戸塚区戸塚町)、馬場輝久(神戸市兵庫区松本通)、原田一安(準人放送所)、(ヒ) 比嘉勝美(沖縄石川市東恩)、疋田 清(長野市北条町)、彦坂敏正(横須賀市上町)、平松秀一(札幌市南六条)、(フ) 藤田正明(九大)、(ホ) 鉾之原 勇(福岡中電話中継所)、本田史朗(松本木材)、(マ) 前田賢一(大阪市旭区伊藤忠倶楽部)、松井徳益(品川通信工業)。



松岡茂朗（松下電子工業）。松田一雄（三鷹市上連雀）。松原忠勝（国鉄四条駅変電所）。(ミ) 三沢 喬（栃木県塩谷郡矢板町）。三野 昇（武蔵野市吉祥寺）。(ム) 武藤孝行（大牟田市宇田隈）。村上茂尚（名瀬地区電報電話局）。村田光史（新宿区戸塚町）。(モ) 望月徹英（岡山県和気郡日生町）。盛 竜雄（亜細亜製作所）。毛利悦造（松下電器）。森沢一司（松下電子工業）。森 義彰（須崎市市中町）。(ヤ) 山口健之（大阪市東住吉区平野新町）。山口 博（奈良市芝辻西町）。山田静夫（NHK甲府放送局）。山田 卓（NHK清明寮）。山名照雄（横浜市港北区篠原町）。(ヨ) 吉沢二郎（西宮市松山町）。吉田 仁（横浜市港北区篠原町）。(ロ) 六島 尚（大阪市東成区大今里町）。(ワ) 渡辺高之（江戸川区小松川）。

(特) 海上電機研究所。河端製作所。三洋電機半導体研究所。東京セレン工業。東京電波工業。ラジオ山口技術部（以上 90 名）

(ア) 青木俊男（昭和電子）。秋山格之助（大田区堤方町）。有馬端来（世田谷区喜多見町）。(イ) 飯田勝二（広島市牛田本町）。池川 茂（電々公社小石川宿舍）。伊藤一男（愛知県中島郡平和町）。井藤平八郎（大日本印刷施設課電力整備係）。糸賀邦夫（関東電気通信局施設部機械課）。(ウ) 上田武治（稚内放送局）。(エ) 枝広喬介（新三菱重工）。(オ) 沖 允人（名古屋大学工学部）。小田富士夫（ペンシルヴァニア大学）。鬼沢茂夫（大田区馬込東）。(カ) 川井 毅（大阪府豊中市本町）。河村芳久（中野区上高田）。川本裕司（電源開発電気部通信課）。菅野精一（大田区馬込東）。(キ) 城所三夫（大阪市旭区大宮町）。(ク) 河野常生（関東電気通信局保全部）。小沼幸雄（南多摩郡七生村）。(サ) 齊藤清高（新宿区戸塚町）。齊藤 実（長野県埴科郡埴生町）。佐藤秀雄（岩槻無線宿舍）。佐藤仁彦（福岡電話局）。(シ) 篠宮郁男（調布市深大寺町）。白石純一（神戸工業）。(ス) 菅原宣之（名古屋市千種区小松町）。(タ) 高桑新平（名古屋市瑞穂区川澄町）。高田泰男（武蔵野市吉祥寺）。高橋 徹（京都市左京区田中桶の口町）。高山清策（浜松市松城町）。竹中正雄（川崎市小田町）。丹野武宣（電々公社）。(ツ) 角田邦夫（八咫電機）。(ト) 土井 隆（三洋電機）。戸嶋芳郎（豊島区巢鴨）。土肥正博（品川区豊町）。(ニ) 西田利雄（西田通信機製作所）。西松武一（豊中市岡町）。(ノ) 野村淳忠（東芝小向アパート）。(フ) 深沢嘉忠（武蔵野市西窪）。古田 忠（東京電気通信局）。(ホ) 堀 正光（市川市新田）。堀木敬一郎（大田区新井宿）。(マ) 松尾五郎（朝日放送）。松田謙二（八咫電機研究所）。松本一夫（杉並区久我山町）。松本喜十郎（名古屋市千種区大島町）。丸岡洋二（近畿電気通信局）。(ミ) 三重野博司（豊島区高田本町）。三宅通義（京都市上京区小山東玄以町）。南 宗宏（川崎市東古市場東雲寮）。宮崎 清（坂本研究所）。宮森 薫（板橋区板橋町）。(ム) 村越和敏（千葉県流山町）。(モ) 森川修一（横浜市神奈川区松ヶ丘）。(ヤ) 山下 真（大田区入新井町）。(ユ) 豊 義秀（練馬区中村南町）。(ヨ) 吉田 稔（富士電機）。吉村信三（杉並区井荻）。米山喜雄（三原電報電話局）。(ワ) 和田美貞（八王子市小宮町）。渡辺信敏（日本ビクター）。(以上 63 名)

正員 (ア) 青山光久（中野区江古田2の88 晴風荘内）。浅見秀司（渋谷区長谷戸町 22）。有馬史村（八代市豊京下原電々社宅）。有賀幸信（世田谷区玉川中町 1 の 56）。(イ) 伊佐国一（渋谷区代々木富ヶ谷 1429 代々木富ヶ谷寮）。磯野 実（高崎市常盤町 41）。岩瀬新午（三洋電機半導体研究所）。(ウ) 宇佐美幸雄（渋谷区千駄ヶ谷 5 の 902 日立ハウス）。宇野 尚（茅ヶ崎市小和田 4538）。(オ) 大角春夫（東陽工業）。黄 延 福（石川トレーディングカンパニー）。大貫 明（金石舎研究所）。大矢 隆（名古屋市市中村区中村町 1 の 101）。音居久雄（大日電線）。(カ) 片岡 基（杉並区方南町 29 小林方）。河井淳二（不明）。河野幸雄（徳島電話局）。(キ) 木村俊男（名古屋市千種区田代町字瓶入 1 の 1）。(ク) 久保雄一郎（電々公社）。倉地久馬（習志野市谷津町）。栗原淑夫（三井鉱山三池工業所）。(コ) 小竹兵次郎（市川市真間 119）。木庭 功（鹿児島電話局）。小林 登（文京区大門町 26）。(サ) 桜木俊彦（新潟電気通信部施設課）。(シ) 柴田充生（箕面市桜町 68）。柴山敏明（鎌倉市岡本 47）。

島田武治（八俣送信所）。(ソ) 曾我政弘（豊中市刀根山1の16の1黒木方）。(タ) 高橋 顯（松下電器貿易輸入部）。高本保夫（長崎電話局）。(ツ) 塚本和孝（電々江古田寮）。(ナ) 中野道夫（菱電社）。南 保雅（播広無線中継所）。(ハ) 浜頭久平（釧路市鶴ヶ岱1の3）。林 義雄（松下電器東京特販営業所）。(マ) 松浦保行（岐阜県揖斐郡春日村川台）。(ヤ) 山田治郎（関東管区警察局山梨通信出張所）。山本利信（浜松放送局）。(ヨ) 吉岡哲夫（品川区豊町5の105）。

准員 (イ) 伊藤栄二（名古屋市中区新栄町6の25）。伊藤智之（名古屋市中区南外堀町2の4）。(ウ) 宇山 登（大阪市住吉区粉浜東之町1の23久保田鉄工帝塚山寮）。(オ) 大江宏治（品川区西中延2の233）。大和貞治（品川区鮫州248東寮）。(カ) 加世田一三（文京区富坂町2の4橋本方）。加藤幸彦（名古屋市中千種区城木町1の24）。(キ) 菊地 恵（仙台市角五郎丁30）木島貞郎（練馬区小竹町2386江内方）。(ク) グナティラカ（杉並区西荻窪3の127）。(コ) 小坂晃義（横浜市港北区新吉田町1525の27）。興石 陽（世田谷区世田谷5の3156）。小田部宗倫（不明）。小林整功（北海道電力）。古村 光（青森県北上郡十和田町大字奥入瀬字蔦国国有林122東北電力十和田発電）。(サ) 佐藤隆史（日立市成沢町1751日専寮）。佐藤 寛（大阪市旭区大宮町5の30）。里見義康（日本無線）。(タ) 高橋正美（柏市日立西台86）。田中乙次（品川区豊町2の1356恩田方）。(ト) 戸田久良（名古屋市中千種区大島町2の30大橋方）。(ニ) 西垣 守（神戸市生田区栄町通5丁目富士交易）。(ノ) 野本吉二（大田区調布峯町2の7笠原方）。(ハ) 春増 紀（川崎航空機）。(ヤ) 山田善明（三洋電機）。

（以上76名）

正員 (ア) 秋山 敬（日本通信建設）。浅野慎太郎（電波監理局）。雨宮 久（川崎税関支署鑑査課）。安西美臣（水戸電話中継所）。(イ) 石上 剛（大垣工業高等学校）。石川晃夫（日本電気）。石川博章（三菱電機）。伊藤清彦（愛知県知多郡大府町盛岡）。伊藤文雄（延岡放送局）。伊原肇興（大防統制無線中継所）。岩下光男（東海大学工学部）。(エ) 江戸信幸（居所不明）。(オ) 大島安夫（川崎航空機）。大和田貞雄（武蔵府中電報電話局）。小関信行（居所不明）。越智哲夫（居所不明）。(カ) 梶原静一（三鷹測定計器製作所）。片山昇治（名古屋統制無線中継所）。加藤秀夫（東京電気通信局）。金湖裕治（松下電器産業）。(キ) 北沢不二彦（運輸省航空局）。(ク) 久保 忍（居所不明）。熊谷宜夫（神奈川県足柄下郡酒田町）。(コ) 小林滝造（エフコン電気）。小山隆之（居所不明）。(サ) 坂本正一（久留米電話中継所）。(シ) 品川 淳（東芝）。篠田 茂（居所不明）。篠原寿人（東京電気通信局）。(ス) 杉田静夫（電々公社）。(セ) 関 秀作（NHK）。千賀英作（東京電気通信局）。(ソ) 染谷晴男（アポロ工業）。(タ) 高野進一（富山無線中継所）。高橋辰夫（豊中統制電話中継所）。高橋輝也（板橋区稻荷台）。高橋 博（名古屋搬送通信部）。田中利政（名古屋市瑞穂区師長町）。丹宗堅一（佐賀工業高校）。(ツ) 津曲 弘（NHK）。(ト) 堂井弘司（金沢市電信施設所）。銅文弘康（居所不明）。(ナ) 長尾安隆（福岡電気通信部）。中村研一（電々公社）。(ハ) 芳賀淳一（居所不明）。長谷川信一（九州電力）。浜島徳義（国際電気）。早川磨三（好摩無線中継所）。林 正夫（富山放送局）。春田和男（東京電気通信局）。(ヒ) 平沢 浩（居所不明）。(ホ) 星加陽三（防衛庁第一研究所四部）。本田賢梁（長崎電気通信部）。(マ) 増田重男（日本通信建設）。町田一夫（宇和島市北町）。松村邦夫（東京電信施設所）。松本清隆（警察通信学校）。松本亨一（居所不明）。(ム) 村上 薫（黒井電機）。村上 実（居所不明）。村田治雄（中部管区警察局）。(モ) 百瀬宗直（居所不明）。(ヤ) 矢田 明（気象庁）。矢作 至（新日本放送）。山泉武夫（電々公社）。山崎 勝（東京通信施設所）。山本 勇（神戸工業）。山本 等（居所不明）。(ヨ) 世永 均（札幌テレビ放送）。(ワ) 渡辺 勝（釧路無線中継所）。



(准員) (ア) 青木正寛(関西電力), 秋山鎮男(三洋電機大宮工場), 上場弘太郎(日本ナショナル金銭登録機), (イ) 池田輝夫(居所不明), 井沢 章(日本ビクター), 石井 孝(居所不明), 石田良夫(東北大), 伊藤昌治(ソニー), 稲垣次良(福光商会), 井上 誠(富士見製作所), 猪股健蔵(日本テレビ放送網), 井原広一(日立製作所), 岩間一郎(福岡統制無線中継所), (ウ) 宇川清裕(居所不明), 梅本昭昭(読売テレビ放送), (オ) 長田史壯(中野区上町4), 大向祥夫(国洋電機工業), 小笠原榮五郎(東北放送), 岡本吉靖(居所不明), 荻野祐一(大興電機), 小野田 博(名古屋市千種区四ツ谷通), (カ) 堀川秀二(大阪電気通信工事事務所), 梶吉勝一(居所不明), 柏村 賢(水戸統制電話中継所), 片岡省三(松下電工), 加藤昭司(日本教育テレビ), 金子克己(協立製作所), 金崎祐治(NHK), 兼平和郎(居所不明), 嘉部恒義(東芝), (キ) 菊人二郎(日本航空電子工業), 岸 恒(居所不明), 岸田昌美(沖電気), 岸田義男(不二家電機), 真寿次正男(七洋工業), (コ) 香崎銀博(居所不明), 小関隆嗣(居所不明), 小柴源司(八坂電機), 小林久人(居所不明), 五味一也(松田電器), (サ) 酒井繁男(日製産業), (シ) 品田和章(中部電力), 柴田隆世(津市西阿曽町), 下村 洋(山陽放送), 下河喜久男(東海大学), 澁谷正美(日本クラリー金銭登録機), 清水美三(大平電業), (ス) 杉野有充(フジテレビ), (タ) 大福 徹(中国電波監理局), 高橋和男(七洋工業), 田川孝生(神戸工業), (ト) 徳田道一(居所不明), 登島善隆(ソニー), (ナ) 永井和夫(中央鉄道教習所), 中尾 孟(居所不明), 中川邦夫(日本無線), 長島宏昌(フォスター電機), 中西祥二(毎日放送), (ハ) 橋本新治(日本海底電線), 林 武男(居所不明), 原田 潔(三洋電機), 原田光久(第一物産), (ヒ) 東 敏彦(居所不明), 広沢祥晃(本田技術工業), (フ) 袋谷竜二(新宿区早稲田鶴巻町), 藤田武太(居所不明), 藤本治男(防衛庁技術研究所), 古戸義雄(古河電気工業), (ホ) 保科大治(日本航空), 細貝二三雄(世田谷区下馬町), 細川 朗(東京テレビ音響), 堀口 朗(読売テレビ放送), (ミ) 水野雄弘(日立製作所), 宮川 隆(立石電機), 宮倉敏行(居所不明), (ヤ) 山内信治(三菱電機), 山口勝己(丸紅飯田), (ヨ) 吉川正澄(大阪府立大学大学院), (ワ) 渡辺成一(横浜市港区樽町), 渡辺清孝(日本無線), 渡辺秀夫(居所不明)  
(以上 151 名)

## 居 所 不 明 者 (36. 5. 15 現在)

(ア) 相沢一光(光洋電器), 相沢謙次(大阪府三島町千里丘5の4やよい荘), 明石 甫(世田谷区玉川等々力町1の7), (イ) 石井 孝(名古屋市千種区小松町1の7小松寮), 伊沢平平(広島市大手町8の28の3), (エ) 江戸信幸(川崎市二子字講落耕地687寿荘), (オ) 長田史壯(中野区上町40岡本方), (カ) 川野敬治(横浜市区南区大岡町715), 川島淳三郎(目黒区緑ヶ丘3070), (キ) 菊池重彦(新宿区上落合2の8104水明荘11号室), (ク) 久保 忍(福岡市横平字坂本601井尻寮), 桑田十一(北海道苫小牧市西弥生町63寺内方), (コ) 香崎銀博(阪大工学部), (サ) 斎藤清高(新宿区戸塚町3の143), 佐甲哲三(千葉市稲毛町2の4), (シ) 下野恵章(大阪市住吉区今林町504), (セ) 瀬川 馨(電々公社保全局電信機械課), 瀬崎広泰(新宿区信濃町23の7実川方), (ト) 戸川隼人(新宿区上落合), (ヌ) 沼田誠作(調布市入間町1の517), (ナ) 中川美敏(仙台市北目町75), 永山盛敏(長崎市本河内町1の2700), (ノ) 野本 勉(横浜市区金沢区六浦町3332角井方), (ハ) 長谷川利治(C/O Institute of International Education Dept of or U.S. Erchange Relations I East Str. New York 21 N.Y. U.S.A.), 服部健雄(東工科大学院), 春田和男(名古屋市西区天塚町1の35), 馬場照明(横浜市), (フ) 古田 忠(公社建設局建設課), 藤井寿崇(川崎市東古市場23, 東芝青雲寮), (ム) 村上 実(富山県婦負郡和合町布月電波官舎), (モ) 森田 操(北海道河東郡七士幌町黒石平電源開発(株)大鷲荘) 百瀬宗直(桶狭間放送所), (ヤ) 山田光佐句(中部管区警察部三県通信出帖所), 山岸 徹(港区麻布坂下町19), 山本 孝(甲府市塩部町), 山本 等(桶狭間放送所), 山田善明(大阪府守口市京阪本通2の18三洋電機内), (ユ) 豊 義秀(調布市入間町中央電気通信学園), (ヨ) 吉田圭助(航究自衛隊幹部候補生学校), 吉沢二郎(西宮市松山町国鉄アパートB41号), (35年3月卒業者) (法大) 堤 守正(武工大) 岡本吉靖, (都立大) 堀谷勝一, (日大) 上地政一, 池田輝夫, (大阪大) 岡本 正, (明大) 笹井三雄, (以上 47名)

## 第4回自動制御連合講演会講演募集

日 時 昭和36年11月16日(木) 17日(金) 18日(土)

会 場 神田学士会館(東京都千代田区神田錦町)

講演申込 (1) 主催、参加学会所属の会員は当該学会を通じて申込み、参加学協会会員以外の方は直接幹事学協会に申込むこと。

(2) 講演内容は発表されたものでも差支えないが最近の研究に属するもので学術的なものに限る。

(3) 講演時間は約20分(討論を含む)の予定。

(4) 講演の採択などは講演申込を受付けた学協会に一任せられたい。

(5) 申込用紙は随意であるが次の事項を必ず記載のこと。

(a) 講演題目 (b) 梗概約200字 (c) 講演部門名 (d) 講演ならびに連名者各々の氏名、勤務先、学協会員資格(連名の場合は登壇者に○印をつけること) (e) 映画、スライド使用の有無と大きさ。

部 門 第1部 自動制御理論 第2部 自動制御要素 第3部 自動制御の各種工業への応用

申込締切 7月20日(所属学協会必着)

講演前刷 聴講者のテキストとし、あわせて講演時間の短縮、掛図などの節約を図るため講演者全部の講演前刷を作ります。講演者は前刷原稿を必ず期日までに直接日本計測学会へ提出されたい。

(a) 講演前刷原稿提出期日 9月30日 (b) 前刷原稿は規定の原稿用紙2枚以内(図表写真を含めて邦文にて約2,600字)に明瞭に墨書し、なるべく余白をさけるよう留意して下さい。

(c) 前刷原稿の書き方の詳細は幹事学協会から講演申込者に送付いたします。

(d) 講演前刷はオフセット印刷になりますから写真も入れられます。原稿用紙は講演申込者に幹事学協会から送ります。所定用紙以外の用紙に書いた原稿は受けません。

主催学協会 自動制御研究会、中部自動車制御研究会、日本機械学会、日本計測学会、日本自動制御協会、日本繊維機械学会

(幹事学協会) 自動制御研究会(千葉市弥生町東京大学生産技術研究所内)  
日本計測学会(東京都板橋区板橋町6の3569、中央計量検定所内)  
日本自動制御協会(京都市左京区山端、京都大学工学研究所修学院分室内)

参加学協会 応用物理学会、化学工学協会、計策研究会、電気学会、電気通信学会、日本鉄鋼協会

## 「エレクトロニクスと自動制御」専門講習会予稿残部頒布

電気三学会関西支部において先に開催した「エレクトロニクスと自動制御」に関する専門講習会の予稿に残部がありますので希望者は代金および郵送料を添えてお申込み下さい。

1. 内 容 (B5版、活版刷、2段組、本文170頁)

第1章 サンプル値制御	京都大学 近藤 文治
第2章 自動制御における統計的方法	京都大学 西原 宏
第3章 論理数学と論理回路	大阪大学 尾崎 弘
第4章 パルス技術(1)	大阪大学 喜田村善一
第5章 パルス技術(2)	京都大学 森原 宏
第6章 アナログ-デジタル相互変換	大阪市立大学 北浜 安夫
第7章 データ処理装置	島津製作所 大倉 恒彦
第8章 工作機械の数値制御	三菱電機 馬場 文夫
第9章 プロセス計量制御	大阪市立大学 平井平八郎

2. 定 価 500円 郵送料 50円

3. 申込先 大阪市北区堂島中2丁目9 関西電気協会内 電気三学会関西支部

電気学会・電気通信学会・照明学会関西支部



# エレクトロニクス ダイジェスト

有能な技術者の  
現場参考誌

予約価格  
(Y. 450)

連載・好評のトレーニング・コースその他

## 1961年 第30集 最近のトランジスタ回路設計と試作

最近のトランジスタの原理と現状……………	(日本電気)	武田 行 松
使用回路とトランジスタ選択上の諸問題……………	(防衛大学)	斎藤 国司 郎
高周波トランジスタ回路の設計と実用例……………	(富士通信機)	鳥崎 俊 助
パワートランジスタ回路の設計と実用例……………	(松下通信工業)	雄山 雅 嘉
トランジスタテレビ受像器機の設計と試作……………	(ソニー)	安 英 美
トランジスタ回路の今後の諸問題……………	(東芝マツダ研)	岡部 豊 比 古

### ≪トレーニングコース≫

半導体のトランジューサへの応用  
……………(豊田理研) 五十嵐伊勢美

磁気増幅器使用上の問題点  
……………(三菱電機) 浜岡 文夫  
今出 昭彦

チョッパ特性と信頼度(日立中研) 沼倉 俊郎

エコーテレメータ……………(早大) 内山 明彦  
記憶素子の選定の測定……………(通研) 山田 茂春

### ≪技術評論≫

電子写真の現状と将来……………(東北大) 和田 正信  
わが国エレクトロニクスの過去・

現在・将来……………(日本電気) 東郷 安正  
レーダ講座……………(防衛庁) 松原 茂

(株)エレクトロニクスダイジェスト  
技術情報出版社

(振替) 東京8184 千代田区富士見町2の8雄山閣ビル  
(振替) 東京46473 電話 (301)3231代(331)5624(332)5601

## STANDARD PULSE GENERATOR



### 一営業品目一

パルス応用各種測定器・多現象オシロスコープ・高周波電源装置・半導体関係測定器・パラメトロン関係測定器・標準時間発振器・微小時間統計機・医用電子管測定器・その他超広帯域増巾器関係

1. 用途 オシロスコープの掃引時間の校正、信号波形の比較などに使用します。
2. 性能
  - 2・a マーカ―出力
  - 2・a・1 インターバル 0.1 $\mu$ s, 0.5 $\mu$ s, 1 $\mu$ s, 5 $\mu$ s, 10 $\mu$ s, 50 $\mu$ s, 100 $\mu$ s, 500 $\mu$ s, 1ms, 5ms, 10ms, 50ms, 100ms, 500ms, 1s, 10s
  - 2・a・2 確度 0.1%以下(水晶)
  - 2・a・3 出力 3V以上(75 $\Omega$ )
  - 2・a・4 極性 プラス、マイナス切換可能
  - 2・b トリガー出力
  - 2・b・1 周波数 1Mc/s 100kc/s, 10kc/s, 1kc/s, 100c/s, 10c/s, 1c/s
  - 2・b・2 出力 2.5V(p-p) 50k $\Omega$
  - 2・b・3 極性 プラス
3. 電源 AC 95V~105V 50c/s~60c/s
4. 消費電力 450VA
5. 寸法 約 540×370×300
6. 重量 約40kg

## 港通信機株式會社

東京都港区西久保八幡町10  
電話 (431) 2762・2733

# 電 気 通 信 学 会 雑 誌 第 444 号

第 44 卷 (昭和 36 年 5 月) 第 5 号

## 目 次

### 新しい伝送技術特集

新しい伝送技術特集について.....	編集長	高 木 昇	(目次裏)
1. 総 論.....	正 員	染 谷 勲	621 ( 1 )
2. 符号伝送方式			
2-1 符 号 伝 送.....	正 員	星 子 幸 男	631 ( 11 )
2-2 IDP 方式.....	正 員	金 田 弘	649 ( 29 )
2-3 PCM 通信方式.....	{ 正 員	生 田 滋 男	665 ( 45 )
	{ 正 員	川 島 将	
3. 超多重伝送方式			
3-1 同 軸 伝 送 方 式.....	正 員	重 井 芳 治	686 ( 66 )
3-2 同 軸 伝 送 装 置.....	{ 正 員	山 本 勇 一	695 ( 75 )
	{ 正 員	遠 藤 興 一	
3-3 マイクロ波通信方式.....	正 員	増 田 孝 雄	706 ( 86 )
3-4 マイクロ波中継用機器			
A. 機 器.....	正 員	川 橋 猛	719 ( 99 )
B. 空中線系.....	正 員	大 橋 啓 吾	730 (110)
4. 帯域圧縮伝送方式			
4-1 電 話 伝 送.....	正 員	関 英 男	736 (116)
4-2 テレビ伝送.....	正 員	鈴 木 桂 二	747 (127)

### 論 文・資 料

接合形トランジスタの高周波入力インピーダンスと 最大面積, ベース抵抗; エミッタしゃ断.....	正 員	西 沢 潤 一	767 (147)
カラー VTR 用周波数変換形低搬送波 FM 変復調器.....	正 員	稲 津 稔	776 (156)
カラー VTR における非直線ひずみとその対策.....	正 員	稲 津 稔	782 (162)
導波管結合形進行波管用周期磁界装置 —設計法と実用上の問題に関する考察—.....	正 員	安 田 進	791 (171)
部品の標準化の経済性について.....	正 員	窪 小 谷 英 夫	798 (178)
三端子エサキダイオード —エサキダイオードの特性制御法—.....	{ 正 員	林 敏 也	806 (186)
	{ 正 員	春 原 由 雄	
負性抵抗素子としての電界効果トランジスタ.....	{ 正 員	新 美 達 也	811 (191)
	{ 正 員	林 春 原 敏 也	
音声のゆらぎ特性からみた伝送特性の主観的評価に ついて.....	{ 正 員	斎 藤 収 亮	816 (196)
	{ 正 員	松 田 三 一	
表面層を付した接点の接触抵抗.....	{ 正 員	谷 井 琢 也	822 (202)
	{ 正 員	藤 間 港 三	
半導体の空間電荷領域における Llewellyn-Peterson 方程式.....	正 員	吉 村 久 乗	830 (210)
能動回路網における pole-sensitivity について.....	正 員	斎 藤 正 男	838 (218)



討 論

Switching 回路におけるブール方程式の一般解について.....	正 員 江 口 新太郎	844 (224)
「Switching 回路におけるブール方程式の一般解..... について」に対する回答.....	正 員 後 藤 以 紀	847 (227)

第 43 卷 3 号掲載 菅野卓雄氏論文に対する討論

..... ( 春日井 敬 彦 )	849 (229)
..... ( 正 員 西 沢 潤 )	

春日井、西沢両氏の討論に対する回答

.....正 員 菅 野 卓 雄	850 (230)
------------------	-----------

海外論文紹介「海外論文抄訳 33 編」.....	852 (232)
--------------------------	-----------

技 術 展 望

テレビ放送波の精密オフセットキャリヤ方式

.....正 員 安 田 一 次	873 (253)
------------------	-----------

ニ ュ ー ス.....	881 (261)
--------------	-----------

標準電波の偏差表..... 郵政省電波研究所	883 (263)
------------------------	-----------

採録決定論文名 (5 月編集会分) .....	883 (263)
-------------------------	-----------

本 会 記 事.....	884 (264)
--------------	-----------

会 告

昭和 36 年度版 会員名簿の発行について.....	( 前付 )
----------------------------	--------

電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知.....	( " )
---------------------------	-------

会 長	友 文	義 雄
副 会 長	三 小 内 木 野 二 榮 青 柳 田 柿 香 小 末 関 相 猪 駒 宇 岡	雄 哲 成 郎 治 基 勲 郎 義 郎 潔 寛 郎 弘 雅 実 博 二 男 美
理 事	田 熊 島 田 村 村 条 谷 野 井 中 田 西 武 日 田 瀬 井 官 登	
監 事		
庶務幹事		
会計幹事		
編集幹事		
調査幹事		

広 告 目 次

表 紙

2 芝 電 気 測 器
3 日 立 製 作 所
4 富 士 通 信 機 製 造

前 付

1 三 菱 電 機
2 新 日 本 電 気
3 日 本 電 機
4 住 友 電 機
5 東 京 芝 浦 電 機
6 藤 倉 電 機
7 東 亜 電 機
8 東 洋 通 信 機
9 古 河 電 機
10 ソ ニ
11 八 欧 電 機
12 大 井 電 機
13 岩 崎 通 信 機
14 三 和 電 子 製 作 所
15 三 和 電 子 製 作 所
16 興 和 電 機 研 究 所
17 川 口 電 機 製 作 所
18 西 日 本 電 機
19 安 藤 電 機
20 タ ケ ダ 理 研 工 業
21 タ ケ ダ 理 研 工 業
22 東 京 電 波 工 業
23 東 北 金 属 工 業
24 日 本 電 子 測 器

25 金 石 合 研 究 所
26 大 泉 製 作 所
27 東 永 電 機 工 業
28 木 村 高 周 波 研 究 所
29 目 黒 電 波 測 器
30 芝 浦 電 子 製 作 所
31 日 本 マ イ ク ロ モ ー タ ー
32 日 本 マ イ 設 工 業
33 日 本 通 信 機
34 日 本 イ ン フ ー ナ シ ョ ナ ル 整 流 器
35 大 興 電 機 製 作 所
36 中 央 電 機 電 子
37 大 央 電 機 電 子
38 東 京 電 気 化 学 工 業
39 双 信 電 機
40 日 本 測 器
41 三 栄 測 器 商 行
42 日 本 開 閉 器 工 業 所
43 興 村 製 作 所
44 高 見 沢 電 機 製 作 所
45 日 本 高 周 波 工 業
46 武 蔵 電 機
47 コ ロ ナ 電 機
48 モ リ 通 信 機
49 江 東 電 機
50 兼 利 水 電 機
51 理 研 電 機 製 造

52 池 上 通 信 機
53 ナ ツ キ 電 機
54 銘 光 工 業
55 大 倉 電 機
56 ミ ツ ミ 電 機
57 東 京 電 機 精 機
58 日 本 電 機 研 究 所
59 三 和 電 機 研 究 所
60 東 立 通 信 工 業
61 兼 井 通 商 松 屋 電 機
62 東 陽 通 商 松 屋 電 機
63 丸 新 商 事 東 東
64 昌 伯 商 事 東 東
65 伯 商 事 東 東
66 コ ロ ン ビ ヤ 買 易 業
67 理 經 産 業 事 務
68 関 商 事 務
69 東 洋 プ リ ン ト 配 線
70 小 峰 電 子 工 業 院
71 光 琳 電 機 製 作 所
72 機 河 電 機 製 作 所

目 次 裏

1 エレクトロニクス・ ダイジェスト
港 通 信 機

後 付

安 立 本 電 機
2 日 本 理 化 工 業
3 島 田 理 化 工 業
4 日 本 電 機 波
5 コ ロ ナ モ ー タ ー
6 大 日 電 機
7 松 下 電 器 産 業
8 イ ン ダ ス ト リ ア ル
9 イ ン ダ ス ト リ ア ル
10 日 本 電 機 線
11 安 展 工 業 波
12 帝 国 電 機 製 作 所
13 真 和 通 信 機
14 東 京 光 音 電 機
15 東 京 電 機 工 業
16 電 化 皮 膜 工 業
17 新 興 通 信 工 業
18 フ ク ダ 医 療 機 所
19 小 野 測 器 製 作 所
20 山 東 京 電 機
21 加 藤 電 機 工 業
22 ニ ュ ー 電 機
23 沖 電 機 工 業

# 新しい伝送技術特集について

編集長 高 木 昇

ちょうど四年前の本誌の特集で広帯域伝送方式がとり上げられていたが、その後伝送技術の進歩はますます多彩に、また充実したものとなってきている。伝送技術の進歩は初期のものから逐次その伝送距離が長遠に、また同時により多量の情報量を経済的に伝達するようにその歩みをつけ、今日の市外電話、テレビジョンおよび各種の専用通信の隆昌を見ている。

広帯域伝送方式の進歩はその広帯域性の拡大に今後ますますその進歩の歩みをつけるであろうが、今回の本特集にも最新の実用化成果が述べられている。

伝送技術の一方の進歩は伝送路に対する通信情報の送り込みの方式に関するもので、各方面にその評価を高めている PCM 方式などのような符号伝送方式の分野や、通信情報の冗長度に対する帯域圧縮方式などが興味ある進展を示している。これらの技術は広帯域伝送方式のようにまだ十分実用期に入っていない状況であるが、今後十分その将来が期待されるもので、読者各位の広い関心と呼ぶものと思われる。

第1編総論では伝送技術の発展の過程とその将来について技術史的な展望が行なわれるので、読者各位の強い興味を呼びおこすものと思われる。また以下の各論の中でとりまとめた都合で割愛した最新の技術あるいは将来の技術についても触れていたとき、新しい伝送技術として全般的な展望を失わないよう配慮されている。

第2編の符号伝送方式では、先ず第1章でその伝送理論的な展望がとり上げられている。第2章の IDP 方式については、符号伝送方式そのものから見れば少し主題から外れた印象を持たれる読者もあるいは多かろうと思われるが、経営技術の科学化近代化にとりま

って、符号伝送を媒体として経営資料や各種データの中央処理方式の活用が活発化しようとしている段階で、伝送技術者の強い関心を集めていると考えられたので、あえて論議の範囲を広げ具体的な IDP 方式という実際の応用の場の中で符号伝送を論じていたべくようにしたものである。第3章では開発の歴史は古いが半導体の進歩によってその実用的価値が伝送技術の各方面に再認識され、国際回線のような特に長い回線とか電子交換との融合などの新生面が開けようとしている PCM 方式がとり上げられている。

第3編では昭和32年の広帯域伝送方式の特集号以降の進展した分野を中心にして、同軸ケーブルとマイクロ波による広帯域伝送方式について述べられている。なお同軸用伝送装置の中では、搬送端局装置のトランジスタ化の成果が含まれてある。またマイクロ波方式の項にはカラーテレビジョンの長距離中継に対する問題も含めてとり上げてある。

最後の第4編では電話とテレビジョンのそれぞれの場合について、信号本来の性質とそれにもとづいた帯域圧縮方式の諸方式が述べられている。これらの諸方式は一部のものを除き、いずれもまだ十分実用性のあるものは少ないが、伝送路が汎地球化しこれを有効に使用する方法が重要となっているように、伝送路の有効利用という意味で読者の関心と呼び、本方式の進展に何らかの寄与ができればと感ずる次第である。

終りに多忙な業務の一端を割かれ貴重な御投稿をいただいた筆者各位、ならびにこれらの技術の発展に日夜努力を傾けておられる関係者各位に謹んで謝意と敬意を表します。

(小西・末武)



# 新しい伝送技術・特集

## 特 集 記 事

UDC 621.395.44 + 621.396.41

### 1. 総 論\*

正 員 染 谷 勲

(電気通信研究所)

#### (1) 序 言

##### (a) 搬送技術が生まれるまで

ここで新しい伝送技術のかどやかなしい発展を語る前に、現在に至るまでの伝送技術発展の歴史をふり返って見よう。

最初の電話伝送線路として使用されたのは減衰量の少ない架空裸線路であった。この裸線は今日においてもなお短い距離では最も安価な通信回線として使用されており、その意味では最も長い歴史を有することとなる。しかしこの裸線は天候の変化による損失の変動が大きく、また外部からの雑音妨害を受け易いという本質的な欠陥を持っている。

つぎに現われたのは安全性の高い通信回線を作ることができ、また回線収容能力の大きい紙絶縁の鉛被ケーブルであった。このケーブルは減衰量が大きく通話の到達距離がきわめて短かかったが、適当な間隔において線輪をそろ入する装荷ケーブル方式が發明され、ケーブルの減衰量は著しく少なくなった。その後装荷線輪に用いられる磁性材料は幾度も改良されて来たが、この装荷ケーブル方式は現在でもなお短距離に使用されていて、この方式もまた長い歴史を持っている。

その後真空管の發明はケーブルの損失の問題を解決し、電話の通達距離を数百キロ・メートルに延長することに成功した。この真空管の發明はまた、る波器の發明とあいまって搬送技術の発展の道を開いた。

その発展の初期には、搬送技術はそのときまでに市外線として可成り成長していた架空裸線にまず適用され、架空裸線用搬送電話回線が作られた。またケーブルに対しては装荷を軽くしてしゃ断周波数を上げ、音

声回線の上に2~3の搬送回線を作る軽装荷方式が検討されたが、搬送技術はやがて無装荷ケーブル搬送方式全盛の時代に入った。

このときまでの日本の技術は外国技術に大きく依存してきたが、日本では早くからこの無装荷ケーブル搬送電話方式が技術的にも経済的にも最もすぐれた方式であることを確認し、日本を縦断して満州、中華を結ぶ幹線路をこの方式で作ると共に、純国産品で優秀な搬送装置を作ること成功した。

無装荷ケーブル搬送方式は、戦前には音声のほかに27kcまでを利用する6通話路方式(F-6)であったが、戦後その上に6通話路をとるS-6方式、つぎに18通話路をとるS-18方式と進んだ。

一方超短波を用いて6通話路の多重電話を送る方式は戦時中振幅変調方式で計画されたが、戦後12通話路を送り得る周波数変調方式VF-12が完成され、これはさらに改良されて24通話路をとるVF-24方式が生まれた。

かくして初期の搬送技術は、戦後の混乱を一応切抜けて、真空管や部品の改良により伝送回線の一応の安定化に成功してその品質も向上したが、中継所を巡回(無人)保守にするまでには至らなかった。

##### (b) 広帯域伝送技術の発展

数Mcにわたる広い周波帯を用い、超多重電話やテレビジョンを送る広帯域伝送技術の発展は、1934年頃から行なわれた米、英両国における同軸ケーブル方式の研究から始まった。その4~5年後には同軸ケーブルによる超多重電話回線の試験的開通が行なわれているが、わが国ではこれに1~2年遅れて同軸ケーブルを製作し、東京一小田原間にその敷設を見た。しかし戦後と戦時中に電波兵器の発展に伴ってマイクロ波技術が急速に成長し、アメリカにおいてTD-2と呼ばれるマイクロ波方式の実用化が行なわれ、これによ

\* General Consideration for Latest Transmission Engineering. By ISAO SOMEYA, Member(Electrical Communication Laboratory, Tokyo).[資料番号5094]

って経済的な長距離電話中継回線を作り得ることが実証された。この成功がわが国にも伝えられ、マイクロ波による広帯域伝送方式の実用化研究が、同軸ケーブル方式に優先して重点的に開始された。しかしこれと並行して、同軸ケーブルによる広帯域伝送方式の研究も続行され、広帯域伝送技術はマイクロ波方式と同軸ケーブル方式との二つの流れの中に大きく発展していった。

この広帯域伝送について約3年半前までの発展経過は、昭和32年の春に出された学会の特集号に詳述されているので、こゝで繰返すまでもない。しかしこの3年半の間における広帯域伝送技術の発展もまた目覚ましいものであった。その詳細については後の各章を参照していただきたい。

これまでの伝送技術は広帯域技術の中核として発展して来たが、今やその最盛期に入り、トランジスタ等の新しい部品の導入と共に、また新たな段階に入ろうとしている。つぎに新しい伝送技術の特徴をひろって見よう。

## (2) 新しい伝送技術の特徴

### (a) 大容量化

通信の需要量の増加に伴い、1つの伝送路あたりの容量は当然大きくなる。これまでの広帯域伝送技術はさらに超広帯域で2,700通話路を収容する12 Mc 同軸ケーブル方式や、1,800~2,400通話路を収容する6,000 Mc 直接中継方式を産むことになったが、これは需要の大容量化に伴い、搬送方式の多重度を高め、1通話路当りの価格を低減しようとするもので伝送技術の発展の一つの方向である。

しかし搬送方式の多重度を高めることはそれだけ広い周波帯をひずみなく伝送することが必要となり、これに使用する伝送路や機器は高度の技術的条件を満足しなければならない。既存の同軸ケーブルや50 km ごとに置かれたマイクロ波中継所を用いるような方式では、もはやそこで可能な多重度の限界に近づきつつあるように思われる。

またこれらの方式は10,000通話路以上を収容でき、またそのときに最も経済的な伝送方式となるように設計されている。したがって、このような超広帯域方式が実用化して意味あるためには、それだけ大容量の通信需要が存在することが前提条件である。広帯域伝送技術の急速な進展は、この意味で需要の増加のテンポを超越そうとしている。

このような2つの理由から、この大容量化の方向は現在一つの段階に到達したように思われる。大容量化の方向がこゝで止まってしまったわけではない。もっと大容量でしかも経済化された通信回線が将来必要となるであろうが、それはまだ何年か先のことであり、現在はじっくりと落着いて技術の新しい飛躍を準備する段階にあるのではないかということである。

### (b) トランジスタの導入

伝送技術の進歩と共に中継機器の安定化が進み、現在では有線方式でも無線方式でも中間中継所は、常時は保守者を置かないで巡回保守を立前としている。したがって中継所では保守者が常住するための設備が必要でなくなり、中継所を簡易化するためには電力供給の問題が大きな問題として残った。

マイクロ波方式では交流無停電方式の採用によって蓄電池を迫放することができたが、それでもなおこれらの予備電源の装置やこれが占める床面積の割合は比較的大きい。ケーブル伝送方式では同軸方式のようにケーブル自身を用いて電力を送ることができる。しかし中継所の電力消費量が大きく、また電力を送られる中継所の数が多いときには、送電々圧を可成り高くとる必要があり、ケーブルの絶縁耐力の面からの制約を受けることになる。

伝送装置へトランジスタを導入することは、機器の小形化ができることもあるが、機器に必要な電力を減少させ得ることに大きな意義を持っている。トランジスタの導入は音声帯域で動作する機器から始められたが、順次高い周波数帯にまで使用されるようになって来た。

その結果中継所では伝送機器は小形化されると共に電力供給の問題が比較的容易に解決されるようになったので、中継所はハットと呼ばれるような小さな建物になったり、また今まで装荷線輪を収容していたマンホールの中に収められるようになって来た。こうしてトランジスタの導入によりケーブル伝送方式では中継所に要する経費の節減が行なわれ、搬送化により経済化し得るケーブル回線の距離が段々と縮少すると共に、細心同軸ケーブルのように、伝送損失が大きく、したがって中継器の数は増加するが、材料が少なくて安いケーブルを用いる搬送方式が産まれるに至った。

一方無線機器では高い周波帯で動作する電子管、特に送信電力管に置き代えられるトランジスタが開発されない限り、無線機器全体をトランジスタ化することはできない。現在 VHF 帯の受信機が徐々に全トラン



ジスタ化されつつあるが、送信機にトランジスタ化を進めない限り、無線局の電力消費を大きく切下げることはできない。

電力消費量の低下で最も大きく影響を受ける無線方式は移動無線方式であり、したがって移動無線ではトランジスタ化の問題が最も早くからまた熱心に取上げられてきた。プレス・トーク方式では、トランジスタ化によって待受時における電力消費を大きく切下げることに成功した。

マイクロ波装置でも、トランジスタ化し得る電子管をすべてトランジスタで置き代えることによって、中継装置全体の電力消費量を可成り節減することができる。もちろん、このときトランジスタ化できないマイクロ波用電子管の電力消費を、できるだけ小さくするようにする必要がある。11,000 Mc を使用した近距離用のマイクロ波方式は、このような部分トランジスタ化により電力消費量を小さくし、また機器全体を小形化することにより、中継局を簡易化した経済的なマイクロ波方式である。

#### (c) 搬送端局装置の経済化

ある距離の伝送路で音声帯域伝送方式と比較して、多重電話伝送方式がより経済的になるためには、その距離での伝送設備についての節減額が多重伝送のための搬送端局装置の費用を上回らなければならない。前者の節約額は伝送路の距離が短くなればなる程距離に比例して減少して行くから、近距離伝送路で搬送技術を適用して通話路当りの費用を減少させようとする場合には、後者の搬送端局装置の価格を下げる 것이大きな意味を持つこととなる。

図 1 にはある伝送路で音声伝送方式と T-12 方式とを呼ばれる短距離用搬送方式とで電話回線を作ったとき

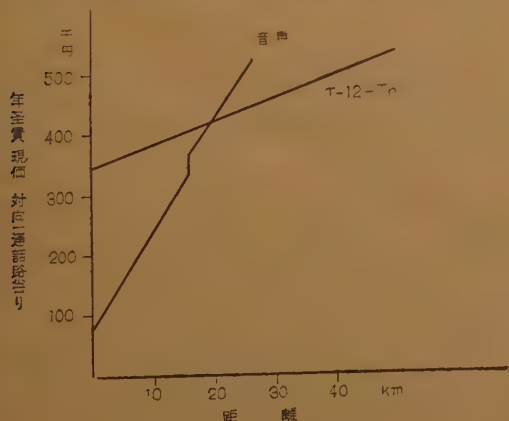


図 1

の 1 通話路当りの年経費とその伝送路の距離との関係が示されている。T-12 方式はペア・ケーブルに 6 kc から 108 kc の帯域に往復 12 通話路を伝送する方式である。この図はある条件の下で計算されたのであるが、20 km 以上では T-12 方式が経済的であり、20 km 以下では音声方式が経済的である。距離 0 km に延長したところでは多重方式が搬送端局装置の 1 通話路当りの年経費だけ高くなっている。搬送方式の多重度を上げて線路費の経済化をはかったとしても、この図面では距離と共に増加する直線の傾度をさらにゆるやかにすることができただけで、その方式が、有利となる距離限界は余り小さくはならない。それ故この傾度は少し大きくなっても、搬送端局装置の価格を下げる事が、この距離限界を短くすることに有効であることがわかる。すなわち広い周波数帯域を用いる伝送方式を用いても、搬送端局装置の価格を下げる事ができれば、搬送技術の適用できる距離限界を短くするのに有効である。このような距離ではどのような搬送方式や無線伝送方式を用いても通話路当りの年経費はあまり変わらない。

#### (d) 高度の安定化

従来の伝送の主たる対象は電話の音声であった。したがって長距離伝送路の伝送基準は主として音声の伝送に必要な諸条件から構成されている。しかしこの従来の伝送基準は伝送路のすべての特性を規定しているわけでもなく、未定のまゝまた不完全ではあるが暫定のまゝ残されて来たものも多い。

無線回線ではフェージングによって雑音が大きく変動する。したがって伝送の基準としては雑音の量だけでなく、その時間的変動とその状態とを合理的に規定しておく必要がある。この 4~5 年間 CCIR におけるこの規定の方法も可成り変遷して来たが、一昨年の総会では電話の信号伝送のために必要な基準も含めて一応の結論が出されている。

長距離伝送路には電話の音声の他に種々の情報が送られている。放送、テレビジョン、電信等が音声回線と区別できない状態で同時に送られて来たが、将来はさらに加入電信や IDP 伝送のサービスの発展が予想されている。したがって新しい伝送基準として瞬断特性やレベル安定度等の問題について、上記の新しい要求に対して、経済的に可能な範囲において伝送上の諸条件を満たすように高度の安定化を考える必要が生じている。

これは回線の保守に際して、試験や予備への切替の





## ケーブル電話伝送方式

ハロイケーブル	地中海 ケーブル	アンダロ ンディ ケーブル	アイスラン ド ケーブル	大西洋 (第2) ケーブル	プエルトリコ ケーブル	大西洋カントットケーブル (CANTAT)	大西洋 (第3) ケーブル	太平洋 ケーブル	大西洋 (第4) ケーブル
1957年10月8日	1957年 10月30日	1958年	1959年予定	1959年9月	1960年予定	1961年中頃予定	1964年中頃	1964年中頃	1962年中頃
3,700万ポンド 約132億円				400万ポンド (約144億円)	1,700万ポンド (約61億円)	2,520万ポンド (約80億円)			1,900万ポンド (約64億円)
ATT 85%, ハワイ 電話公社15%	フランス		GPO 大元電信会社	ATT 64%, フランス18%, ドイツ18%	Radio, Corp. of Puerto Rico 50%	GPO, COTC, C & W	ATT & GPO	ATT 電話公社	ATT 電話公社
オークランドーホノ ル	マルセイユ アレジエ			ニューヨーク バリーその他		ロンドンーモントリオール			本家はイ ギリス、 計画さ れたもの でテレビ ジョン中 のものが 期待され る。
14-14 年200,000度					過去5年間 増加2倍				
アメリカ ハロイ	マルセイユ アレジエ	マルセイユ アレジエ	マルセイユ アレジエ	マルセイユ アレジエ	マルセイユ アレジエ	スコットランド ハロイ	スコットランド ハロイ	スコットランド ハロイ	スコットランド ハロイ
2,100海里	485海里	55海里		2,400海里	1,100海里	約2,100海里 (陸上) (区間)			
2条	1条	1条		2条	2条	1条	1条	1条	1条
4線式線路	2線式線路	2線式線路		4線式線路	4線式線路	2線式線路	2線式線路	2線式線路	2線式線路
57-2-114 38海里	128 10海里	18海里		116 40海里					
電力 65 dB	双方向	双方向		単方向	単方向	単方向	双方向	双方向	双方向
寸法 7,239 cm	寸法 18 cm	寸法 18 cm		寸法 7,239 cm					
20~164 kc	60~552 kc	60~552 kc		20~164 kc					
約4.084ミ リ 約15.74ミ リ ポリエチレン	約4.3ミ リ 約15.6ミ リ ポリエチレン	約4.3ミ リ 約15.6ミ リ ポリエチレン		約4.084ミ リ 約15.74ミ リ ポリエチレン					
1.6dB/海里(164 kc) 0.6dB/海里(20 kc) 約54Ω				約54Ω					
3000平方 寸 約8000平方 寸	3,000 平方寸				3 1/2 マイル	2,700平方 寸			
36	60	120		36	36	60	60	128	128
36	60	120	12	36	36	60			
D.C. 街路給電 約2,500 V	D.C. 街路給電 約1,500 V			D.C. 街路給電 約2,000 V		D.C. 街路給電 約4,000 V			
アメリカ ウェス タン 電気会社				アメリカ ウ ェスタン 電 気会社		イギリス			
アメリカ シンプレ ックスワイヤ アンドケーブル 会社	STC BTM			アメリカ フランス 西ドイツ イギリス		イギリス			
オークランドーア ーナ ハロイ VHF 間 陸線				北大西洋 ICAO 通信 使用の計 画		セントローレンスーモント リオール間 VHF スコットランドーロンドン間 陸線			

## 参考文献

- Jour. UIT (Mars 1955)
- Post Office Telecom. Jour. (1956 Autumn)
- Bell Lab. Rec. (April 1952) p. 166
- Bell Lab. Rec. (Sept. 1956) p. 321
- British Com. & Electronics (Nov. 1957) p. 666
- Bell Lab. Rec. (Nov. 1957)
- POEE. J (Jan. 1957) p. 458
- Telephony (July 13, 1957)
- British Com. & Electronic (April 1958) p. 265
- Rev. des PTT de France (1957 Nov.-Dec.)

- Electronic Engng (June 1958)
- Wire and Radio Com. (August 1958) p. 20
- Electronic Engng (Nov. 1957) p. 535
- Telephony (March 8, 1958)
- Wire and Radio Com. (May 1958)
- Bell Lab. Rec. (April 1958)
- Telephony (April 5, 1958)
- POEE. J (July 1957) p. 104

参考：東京ーオークランド回線の通話量約7.676度/月  
(1957年無線4系統10回線)

場合に生ずる m Sec 程度の瞬断や、稀ではあるが深いフェージングによる無線回線の瞬断等をいかに減少するか、または瞬断の時間をサービスに影響しないまでにいかに減少するかという問題であり、これらの解決について大きな努力が払われているが、その詳細については広帯域伝送の章を参照されたい。

### (3) 特殊地域で使用する広帯域通信

#### (a) はしがき

広帯域伝送では伝送路で信号が大きく減衰するために短い距離ごとに中継を行なってゆかなければならない。しかし長距離の水路や通常の中継局を置くことのできない山岳地帯に対しては、特殊の広帯域通信方式を考えねばならない。

人口稠密な地域における長距離電話回線は大容量化されたマイクロ波方式や同軸ケーブル方式で供給されることになったが、この広帯域の伝送回線をさらに延長して、広い太平洋を横断したり、未開の地域を越えて国際回線を作るために、海底同軸ケーブル方式や見通し外通信方式が発展した。

#### (b) 海底同軸ケーブル

太平洋を横断する海底同軸ケーブル方式の大きな特徴は、ケーブルとほとんど同じ寿命を持つと推定される海底中継器をケーブルの肝要な一部としてもっていることである。

電信用の海底ケーブルは 19 世紀末長距離通信の花形として活躍したが、無線通信の発達により一時置き去られた感があった。しかし多年にわたるベル研究所の研究成果に基づいて海底にも沈め得る高い信頼度をもつ中継器が作られるようになって、海底ケーブルの最大の欠点であった通信速度の低いことが一度に解決され、この海底同軸ケーブル方式はまた再び太平洋を横断する長距離通信の花形となるようとしている。

最近 10 年間の海底同軸ケーブルの発達の歴史を一覧表として見ると表 1 のようになる。敷設されたケーブルとその方式の特性とを左から年代順に追って行くと、その発達の過程を知ることができる。

1950 年頃から海底ケーブルの布設引揚げの際、外装されたケーブルが張力を受けると回転する現象が検討され、その対策の研究が行なわれた。定常布設においては水深に応じて張力がかかり、それに応じてケーブルは撓られ、この撓れはケーブルの長さの方向に伝ばんする。布設船が速度を変えたり、中継器が挿入された部分のように機械的特性の著しく異なる部分があ

ると、この撓れの伝達が阻害され、ケーブルの障害を招き易くなる。この対策として英国で軽量ケーブルが開発された。このケーブルは中心導体の内部に、逆撓りされた 2 層の鋼索を入れ、張力はほとんどこの鋼索でもたせ、張力による回転力がそれぞれの鋼索で互に平衡するようにしたものである。このケーブルは同外径の外装ケーブルに比べて水中重量が 3 分の 1、断力力が 2 分の 1、減衰量が 3 分の 2 という優秀な特性を持っているので、深海に対しては将来ほとんどこの軽量形ケーブルが使用される傾向にある。

一方海底中継器は 20 年間障害なく安定に動作することが必要であり、これに使用される電子管や部品の製作については、通信装置に使われている類似の部品についての多くの経験を基とし、材料選択や製造過程や完成後の検査に異常の注意が払われている。またこれを収める筐体は布設、引揚げ時に過酷な機械的条件が課されるし、布設後は長期にわたって高い水圧に耐えなければならない。このような条件の下でケーブルと連続的に布設できる可とう形筐体を作ることは非常に困難で、軽量形ケーブルと組合わせて硬直形筐体が用いられる傾向にある。また罹障率などの点から考えてケーブル一条で送受両方向の伝送を周波数を変えて行なう一条方式が標準となりつつある。

表 2 の最後から 2 番目の欄に示されたハワイ—東京間の太平洋ケーブルでは、図 2 に示すような硬直形中継器と、図 3 のような構造の軽量ケーブル 1 条が用い

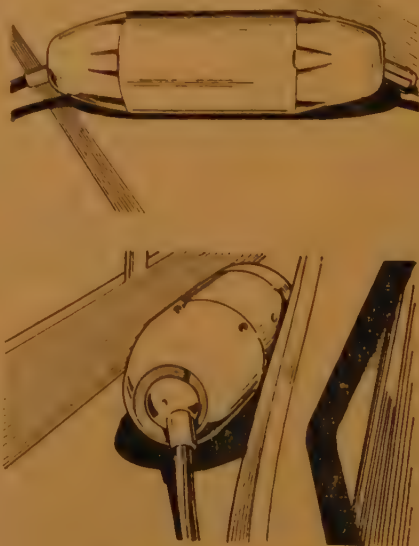


図 2 米国の硬直形中継器



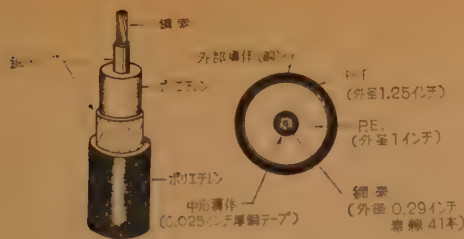


図 3 米国の軽量ケーブル

られると伝えられている。

海底ケーブル方式では布設後には各中継器の利得調整はできないので、ケーブルおよび機器の製造偏差を縮少し、またその製作後にはそれらの特性を精密に測定しておくことが必要である。周囲温度の変動幅は狭いので伝送路の損失変動は比較的小さい。

長距離の海底ケーブル中継方式のように非常に高価な回線では、音声帯域圧縮等の方法で回線を高能率に運用できれば、その端末の帯域圧縮に必要な装置の価格が可成り高くとも引合う。米国では動作中の電話回線で音声電流を通っていない空き時間を有効に利用する高速度の切替を行なって有効通話路数を倍加する TASI (時間指定自動切替挿入方式) という装置が開発され、海底ケーブル中継回線の通話路数を倍加するのに使用されている。

### (c) 見通し外通信

VHF 波は通常見通し得る範囲にしか伝ばんしないが、まれに大気中に生成する異常ダクトによって非常

に遠距離まで伝ばんして行くことがある。この現象は他の通信を妨害するという立場からは問題であるが、この伝ばんを通信方法として利用することは考えられない。もっとも特定の地域では常時このようなダクトが存在し、これを通信に利用する可能性が報告された例もある。

波長の長い方の VHF 波を用い、地上 100 km 程度にある電離層による電波の散乱を利用して通信を行なう電離層散乱波通信方式では、通路差の大きい多重伝ばん路があるために、伝送できる周波数帯域幅は狭く数十 kc に過ぎないが、到達距離は 1,000~2,000 km におよぶ。

広帯域伝送が可能な無線通信を見通し外の遠距離で行なうには、対流圏による散乱波を利用するものと、途中にある高い山岳による電波の回折を利用するものがある。

前者の対流圏散乱波通信方式は、図 4 に示すように



図 4 対流圏散乱通信方式

地上 10 km 程度の高さの対流圏における大気のじょう乱によって、電波が散乱されることを利用するのであるが、この方式に最も適した周波数帯は 500~2,000 Mc の帯域と考えられている。大きな出力の送信機と、指向性の鋭い巨大なアンテナを用いることにより、中

表 2 対流圏散乱波通信方式を用いた無線回線

No.	名称または区間	距離 km	周波数 Mc	送信 電力 kW	変調 方式	収 チャネル数	容 空 中 線 の 大 小	備 考
1	Stretch Out		Mc	kW			60'	
2	White Alice		900	10	FM		その他	
3	DEW Line (Defence Early Warning)		"	"	"		"	主として軍事回線 Ballistic Missile Early Warning System
4	BMEWS		"					
5	Pole Vault							
6	AN/FRC 39							
7	Ace-High	延べ 12,000 km	900	10	FM		60' その他	建設中の NATO 軍事回線 117 台 の 10 kW 送信機よりなる 実験回線
8	Wastfold (Mass.) Winston Salem (N.C)	1,000	"	"	SSB	24 ch	60'	
9	Florida Cuba	298	"	"	FM	max. 120 ch or TV	"	
10	Puerto Rico—Dominica	300	2,000	"	"	72 ch	"	最近開通の 2,000 Mc 回線
11	Bodø Oslo	830	900 2,000	"	"		60' 28'	3 hop
12	西独—Berlin		2,200			120 ch		
13	Algeria Sahara 付近一帯		400 900		"	max. 84 ch		一部実用中 (CNET)
14	Dakar—Conakry	720	400					3 hop 計画中 (CNET)

継所を 300 km 程度離れた場合にも、多重電話やテレビを送ることができる。この方式では短波回線よりよりはるかに信頼できる回線が得られるが、現在のところでは陸上の広帯域伝送回線と比較すると伝送品質にやや不満足な点があり、したがって現在施設されている回線は表 2 に示されていて、主として軍用通信回線として発達して来た。しかし最近になってメーザやパラメトロン増幅器による低雑音受信機の開発や、FM 負帰還復調方式の採用によって、伝送品質の改善または送信出力の節減の可能性が生まれている。

後者の見通し外の遠距離で山岳による電波の回折を利用する場合には、その距離で散乱波を受信するときの電界よりよりはるかに大きい受信電界が得られる。九州南端と奄美大島を結ぶ 340 km の回線では、途中の中之島による電波の回折によって受信電界は約 20 dB も増加している。

#### (4) 将来の伝送技術

##### (a) 同軸ケーブルとマイクロ波

大容量化の項で述べたように、同軸ケーブルでもマイクロ波でも二千数百通話路という大束の回線数を 1 システムで送り得るようになった。ここでこれらの方式をさらに広帯域化するには、既設の同軸ケーブルを使用するとして高度の技術を必要とするし、またマイクロ波方式においては中継所間隔を短くすることも必要となるであろう。しかしこれに応ずる需要の増加が差しせまったものでなければ、広帯域化することによる通信回線の経済化よりも、むしろ現在完成された方式を新しい研究成果によって安定化し、また経済化して行くことが望ましい。

現在までこれらの超広帯域通信方式は電子管を主体とする部品で構成されており、半導体部品の導入や新しい電力供給方式の開発と共に、中継のために要する経費も次第に減少させ得る見込みがある。伝送技術がこの方向に発展して行けば、超広帯域方式だけでなく、300 通話路程度の広帯域方式から、またもっと通話路数の少ない伝送方式等の全体の経済化が進められるであろう。

また一方このように伝送機器の経済化が進めば、伝送機器が少し高価についても、安いケーブルを使用することによって全体として経済化をはかった新しい通信方式が生まれて来る。細心同軸ケーブル方式はこの一つの現われであり、将来は損失を補償する中継器がケーブルの一部となって埋込まれてしまう埋込中継方

式にまで発展する可能性がある。

通信回線が将来さらに大容量化されることを予想して、mm 波の導波管伝送が研究されている。同軸ケーブルやマイクロ波を用いてさらに広帯域化して行く場合、同軸方式では等化やレベル安定度の点で、マイクロ波では伝ばんひずみや位相ひずみについて技術的な難問題に苦しむこととなるが、mm 波による超広帯域の伝送で数万通話路を伝送する方がより経済的であるという解答が得られるかどうか、これからの伝送技術で最も興味のある最大の問題である。

##### (b) 近距離通信回線の経済化

近い将来大都市周辺の近郊回線自即化に伴い近距離電話回線のほう大な需要増加が予想されている。それ故この近距離回線の経済化は重要な意義を持つようになった。前節に示したように搬送技術の適用によって 20 km 程度以上の回線を経済化する 1~2 の方式が実現されているけれども、なお経済化された方式、またさらに距離の短い回線に対しても経済化されたものとなる方式の完成が期待されている。

これらは図 1 から明らかな通り、多重化するための端局装置の価格を引下げることが最も重要な要素である。そのためには通話路当りの伝送帯域幅が広くなって、伝送装置が少し高価になっても引合う場合があり得る。諸外国には搬送周波数間隔を 6 kc, 8 kc, 16 kc 等と広く離し、また両側帯波伝送を行なって端局装置のろ波器の価格を引下げた搬送方式も現われている。また時分割方式で端局を安く作ることができれば、近距離ケーブル回線を経済化することが可能となる。

大都市においてケーブル管路を改造する工事が不可能となり、市内回線の増設が不可能となって、経済的条件を無視して多重化された通信方式が止むなく採用された例がアメリカにはあるが、日本ではまだそこまで状況は切迫していないので、近距離で経済的に成立する方式の完成を待つことができよう。

##### (c) 交換技術との関連

新しい伝送技術の適用によって次第に経済化されつつあるこれらの伝送路を公衆電話回線網の一環として眺めるとき、この伝送技術の発展と交換技術の発展との相互作用を看過することはできない。

まず交換のための信号伝送の問題がある。局地回線での問題はこゝでは触れないこととして、広帯域伝送回線では、加入者を選択する選択信号は音声周波の組合わせとなり、監視信号は通話しないときに持続波を

送出する方式に標準化されつつあるので、これらの信号の伝送するときのレベルが広帯域回線で非直線ひずみによって起こる歪漏話にいかに関係するか、また (c) で述べたように選択信号の瞬断によって起こる誤選択の問題等が両技術の間で解決されなければならない。

つぎに交換技術は交換手による交換から、交換手のない加入者のダイヤルによる自動即時通話に進んでいる。交換手が回線を取扱っていれば、いかなる回線が故障したかを交換手から知ることができるが、交換手が操作しないで全自動化されると、いかなる回線が故障したかどうかを監視し測定し、それを自動的にレポートするような監視系と保守方法とが必要となる。

高級な交換機能を持つクロスバ交換機の導入は、これらをつなぐ伝送回路網の回線数を節約すると共に低品質の近距離回線を独立して施設することを許せるようにした。したがってこの場合サービスの向上に伴う経済的負担増加の検討は交換機と伝送路とを総合して行なわなければならない。またこのような自動即時地域の増大によるサービスの向上は伝送回線の使用効率を低下させて行くので、この面からも伝送路の経済化が強く要求されることになる。

さらに将来電子交換機が導入されることを考えた場合には、このときに使用される伝送路なり伝送方式なりは電子交換機と総合して経済的なものであることが必要であろう。電子交換機が空間分割でなく時分割方式を用いることになれば、これを結ぶ伝送路もまた時分割方式の信号を伝送することになり、交換機と伝送路と総合して最も経済的なものにならなければならない。

#### (d) 大陸間の国際回線と世界通信網

大陸間の通信回線の歴史は、1866年に太平洋横断の海底電信ケーブルが敷設され始めて電信回線が作られたが、1927年に至って短波により英国と米国との間に商用無線回線が開かれた。その後この電離層反射を利用する短波通信の通話品質は、単側帯波技術、送信電力の増加、ダイバシティ受信等によって可成り改善はされて来たが、何と云っても電波伝ばんに対する自然現象の妨害を防ぎ得ないという欠点を持っていた。

1956 年に前節で述べた中継器を内蔵する海底ケーブルが大西洋に敷設され、陸上のケーブル回線と等しい伝送品質を持つ電話回線が開通した。この電話ケーブルの成功は大きな反響を呼んで、表 1 に示したように、続々と他の太平洋を横断する海底ケーブルの計画が

行なわれて来たが、これらが完成するときには需要はそれを上回るだろうと見られている。しかし真空管を用いた現在の海底ケーブル方式は利用できる周波数帯域幅が狭く、通信量の将来の大きな増加やテレビ伝送の問題を解決することはできない。新しい低損失海底ケーブルやトランジスタ中継器の出現を待つことになる。

また世界通信網の他の構成要素として、対流圏散乱波通信方式が注目されているが、前節で述べたように現在まで主として軍用回線として発達して来ており、世界通信網の主要な一環となるためには、伝送品質をなお一層改良することが必要であろう。

最後に人工衛星の成功に伴い、宇宙通信が一躍注目をあびるようになった。この通信ではテレビを送ったり、電話やデータを送る多くの伝送路をとる広帯域伝送が可能である。地球と衛星、また衛星と他の衛星との間の通信はこゝで触れないこととし、地球上の固定された二地点間を結ぶ国際回線を作る場合に、人工衛星を利用するにこれを反射体として用いる受動中継の方法と、人工衛星に寿命の長い中継器を積む能動中継の方法との 2 つの方法がある。また利用する人工衛星としては 1,000~5,000 km の比較的低い高度を 1~2 時間の周期で回る近接軌道人工衛星と、赤道上 35,000 km の高度で地球の自転と同じ角速度で回り、地球からは静止しているように見える静止人工衛星とがある。したがってこれらを組み合わせると 4 種類の方式があり、これらの得失について種々の角度から論議された。

受動中継の場合は通信に必要な送信電力は距離の 4 乗に比例し、静止衛星は距離が遠く実現できそうもない大きな送信電力が必要である。また近接軌道衛星では移動する人工衛星を自動追尾する回転アンテナの大きさが制限され、広帯域伝送には非常に大きな送信電力が必要である。したがってアメリカではエコーと呼ばれる人工衛星を打上げただけでも、広帯域伝送に受動中継方式を使うのは困難だと考えて来たようである。

一方能動中継で静止人工衛星を用いる場合、送信電力はそれ程大きなものとならないが、衛星までの距離が大きいので、電波伝ばんだけで約 250 ms の遅れが起こることになり、電話伝送という立場からは望ましくない。したがって米国で ATT 会社が最近 FCC に対し、宇宙通信における周波数の必要性について証言した資料で発表している将来の最も有望な方式は、最



表 3 人工衛星通信の諸元

実験回線	ホルムデル(アメリカ)ーパリ間
最良可視時間	約 30 分
衛星への最大距離	4,600 マイル (損失 130 dB)
地上局アンテナ	60' パラボラ
送信電力	1 kW
受信機雑音温度	30° ケルビン
10 Mc 帯域幅雑音	-144 dBW
宇宙局アンテナ	無指向性 (-3 dB)
送信電力	1 W
受信機雑音温度	3,000° ケルビン
100 Mc 帯域幅雑音	-114 dBW
変調方式	指数の大きい FM 変調 (改善率 21 dB)
信号帯域幅	5 Mc
送信放射電力スペクトラム幅	104 Mc (-30 dB)
周波数	6,000 Mc
電話回線雑音	38 dBa
電話回線数	600
テレビ S/N 比	48 dB (雑音 rms)

後に残った近接軌道の人工衛星を用いた能動中継方式である。この ATT が提案している通信方式の諸元は表 3 に示するようなものである。

近接人工衛星は短時間で地球を回るので、大陸間通信を連続的に行なうには数多くの人工衛星を飛ばさなければならない。表 3 の回線で 99.9% の通信時間を確保するには 28 個の人工衛星が必要である。

以上に述べたような各種の伝送方式が将来の世界通信網を構成することとなる。しかしこのように巨大

な世界通信網についての総合計画や伝送規格等について、今日もうそろそろ考えておかねばならないだろう。国際回線の接続では現在まで 2,500 km までしか考えていなかったが、世界通信網ではもっとずっと長い回線が使われることとなるから、少なくとも約 8 倍に近い 20,000 km の回線の運用を考えなければならない。

この長い回線に対して伝送技術は新しい問題を解決して行かなければならないであろう。搬送方式やマイクロ波の採用により伝ばん時間は昔よりも短くなったけれども、長い回線の途中の所々で音声回線に落されると、実際の伝ばん時間は可成り長くなるであろう。この場合許し得る最大の遅れは 250 ms 程度と考えられる。またこのように遅れが大きければ反響阻止装置を入れたり、またそれらが縦続接続されたときのことでも考えなければならない。雑音と準漏話もこの長い回線では大きな問題となろう。この面ではこれらが累積して行かない PCM 方式に期待がかけられる。また一方個々のリンクにおけるレベル安定度に対しても非常に厳格な基準を守ることが必要となろう。さらにこのように長い回線の保守には現在の方法は不適當となり、伝送特性を自動的に常に監視し自動的にその特性を補正することや、自動的に故障点を発見してその区間だけを予備に切替えるような装置も必要となるであろう。

## 2. 符号伝送方式

UDC 621.39 : 621.376.5

### 2.1 符号伝送\*

正 員 星 子 幸 男

(電気通信研究所)

10 年前までは電気通信といえばほとんど電話と電信に限られ、そのうちとくに電話が大部分を占めていた。もちろん現在でもその状態は変わっていないが、最近第 3 の通信と称される情報伝送が次第に領域を増して来た。それは電子計算機などの情報処理、制御装置が発達して実用化されて来ると人間が直接口あるいは手から出し、また耳なり目から入れる情報量に比べてはるかに多くのものを処理できるようになり、複雑な給与計算などの事務処理、電力系統の制御のような制御処理など短時間に正確に処理して、中央から地方へあるいは逆と符号を伝送する必要が生じて来たからである<sup>(1)(2)</sup>。このような処理方式は万能にしようとするほど多様になり符号の形もそれに応じて複雑なものになって来た。そのため従来の電信あるいは電話のように、比較的簡単な考え方による処理方式では不十分で、もっと論理的に考えねばならなくなった。というのは、このような処理はある意味では人間の“考え方”の一部をまねしているがある意味では別の“考え方”によっているからである。前の意味は理論としては、“人間”の考えた論理で機械を設計する以上人間の論理以外に出るはずはなく、後の意味は人間の脳と異なる部品によって論理演算、処理を行なうからである。たとえば速さも正確さも制御の仕方も識別のやり方も異なっている、そのためこのような“考える”機械の機能は人間の機能とは違ったもので、人間が直接五感で求める情報の形とは異なったものが適合している<sup>(3)</sup>。

工業上からは種々の制約—たとえば経済性、安定性—があるため使われる符号の形も非常に制約されたものになるが、どのような形の情報を送ったり受けたりするのがよいかは、音声などのようなときの心理的生理的なものとは異なり、論理的物理的に解決されて行くことになる。そのため音声のときのように充分冗長

度もあり、人間同志が話しながら信頼度を高めているのに比し、情報伝送の場合 1 つの符号が間違っても処理したデータが全部間違ってしまうことがある。すなわち信頼度ということが大きく表面に出て来た。それは情報としての性質上信頼度を高くする必要がある以外に情報処理速度が増して来ると、それに伴って信頼度を上げるようにせねば機械の能率が損するからである。このような探究は逆に伝送方式で用いる技術、方法を導入させるようになった。たとえば P.C.M のような場合はすでに 10 年以前に発明されてからいろいろの実験研究が行なわれ、ある意味では古臭いし今さらという感もある。しかし内容をよく検討してみると、将来の通信方式を生みだすための芽を含んでいることが分かる。とくに符号変調方式は他の章において触れると思うが、交換の機能と融合して集中通信方式といった形にも延びようとしている<sup>(4)</sup>。符号の形、回路に多くの将来への可能性をひそめている。ただこの章ではこれらの点を詳しく述べる余裕がないが、ただ技術上用いる機能の理論を中心に、なぜこのような処理をするかといった点をかいつまんで述べて行く。

#### (1) 符号伝送概説

符号伝送という言葉でいわれる技術は特定の固有名詞というよりも、情報の本質になるものをもっとよく取出して伝送したいということを示しているように思う。しかしそんな表現では漠然とするので、つぎのように考えることにする。すなわち、一度符号構成を機械で行なって伝送する方式に関するもの、したがって符号化の過程を通さない方式はすべて除外され、おもに情報伝送と符号変調伝送方式に限定される。

したがって問題の中心は、符号化と符号の伝送になる。符号化するときには、どのような情報源を符号化し符号構成をするかまず問題になる。そのためにはまず情報源の構造が分らないと何もできない。この場合前にも述べたように情報をまず物理的論理的に見なす

\* Theory of Digital Communication System., By YUKIO HOSHIKO, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 5095]





憶に転記されるまでに時間の遅れがあるかないかである。前者は情報の整理上有利であるが、現在の時点の情報で活動する、たとえば座席の予約とか信号制御とかいったときには用いられず後者が用いられる。遅れをもつ処理方式は図 2 (a) に示すようにトランスアクションは任意の時間に任意順序で発生する。原資料テープにこれを蓄積し、これを一定時間ごとに分類機にかける。その結果は分類資料テープに整理されていく、ついで主情報テープとともに電子計算機にかけて処理し、この情報を主情報テープのなかにおりこんでいて改新主情報テープを作成するとともに例外事項は例外テープに出す。したがって主情報テープはそのシステムの必要な情報はすべて蓄えていることになる。このようなやり方により計算機は一度に大容量の情報を効率よく処理できる。しかしテープは別の種類のトランスアクションに対してはそれに相当する場所を探し出す時間が必要であり、それは情報によってこととなる。そこで同一種類の情報は同一のテープに入れ、しかも順序よく高速で処理できるように分類 (Sorting) が必要になる。これに対し同時方式はランダムアクセス記憶によりどの情報も同じ速さで見出し、トランスアクションが起こるとただちに処理する。

以上情報処理機能を例をあげて説明したが、ここで情報処理は電話回路を構成するための端局装置にせよ電信装置にせよ原理的には適用できるものである。ただこのような端局装置にはメモリ装置はほとんどなく極めて単純化された形になっている。もちろんそれぞれ固有の機能たとえば多重化とか信号装置、同期など複雑な問題があるが、それについてはそれぞれの章にゆずることにする。ここで問題になるのは機械あるいは人間などの情報源が出す情報をどのように見なし、分析したらよいかということである。

#### (a) 情報源構造

情報源から出る信号を変換して伝送路の特性にあうようにするとき、不要な情報を送る必要はない。したがって前にも述べたように信号に含まれるパラメタの中どれだけとり出せばよいか調べねばならない。これが分ったらその標本値だけ送ればよい。これが標本化の問題である。この標本値の発生する確率が求められれば前に述べたように情報源の構造が分かるが、系が複雑になって来ると解析は難しくなる。いま用いられている考え方は情報源の状態という概念を入れることで、これは情報源がいろいろの組合わせの符号を出すときその組合わせに対応する 1 つの状態にあると考える。したがって 1 つの符号を出すことにより 1 つの

状態から他の状態に変わる。そのとき、ある状態に着目して、ある時点  $t$  においてその状態になる確率を  $p(t)$  とすると、 $p(t)$  の特性関数  $p(z)$  を 1 種の  $z$  変換<sup>(6)(7)</sup>によってつぎのように考える。

$$p(z) = \sum_{t=0}^{\infty} Z^t p(t) \quad (1)$$

かくすると情報源の各状態  $i$  の  $p_i(z)$  によって完全にあらわされる。この状態という考え方は情報源を考えると大切な概念で、たとえば、モールス符号のときはドット、ダッシ、文字スペース、単語スペースからできているが、状態としてはスペースがあとにつづく (2) と、スペースが見つからない (1) の 2 つの状態に分けられる。その状態の間を符号が出て結びつけ

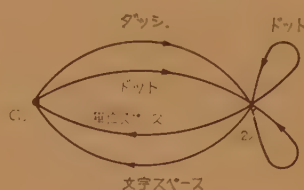


図 3 状態図 (モールスのとき)

る。したがって前にのべた構文上の制約もこの状態の考え方を入れることで、ある程度導入できる。すなわち構文上の重みがつけられる。これは回路網でも用いられるグラフ理論として広範な理論分野を開拓している<sup>(8)</sup>。

前の標本化の問題に戻ると、一番基本的であり、現在時分割通信方式の原理になっているのは染谷 Shannon の標本化定理である<sup>(6)(9)</sup>。一般に情報源から出る波形は、ある周波数帯  $W$  以内にある。そのときは時間的に  $1/2W$  ごとに波を標本化して、その標本値のみでもとの波が再現できる。物理的には  $2W$  の高周波で波を変調したことになるから、 $W$  までのろ波器で切りとればもとの波が出ることから理解されることであろう。この比較的簡単な方法は実際のでもある

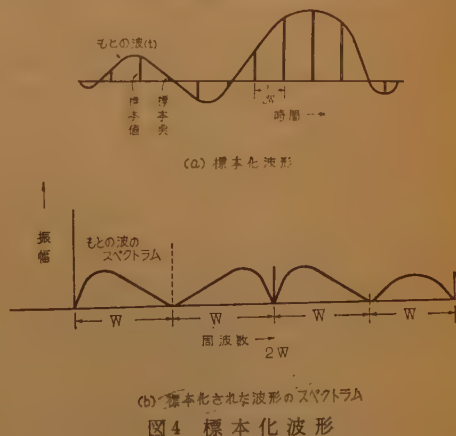


図 4 標本化波形

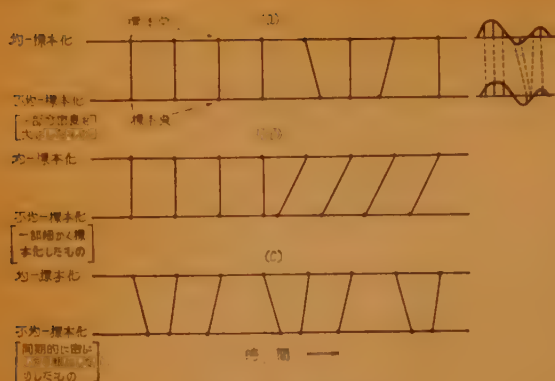


図5 不均一標本化例

ことから、これに代わる標本化法で有効なものはまだ見出されていない。しかし詳細に検討されて行くにつれて次第に種々の標本化方式が出て来ている<sup>(10)(11)</sup>。その第1は前の一様な標本化に対し不均一標本化である<sup>(12)</sup>。それはある部分の標本点の密度を高くしたとき、周期的に不均一標本化をするとき、などについて行なわれたものである。

これはさらに一般化され、任意の時点  $t_n$  で標本化したとき、つぎのようにもとの波が再現できることが分った<sup>(13)</sup>。

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(t_n) L_n \\ L_n &= \frac{g'}{(t-t_n)g} \\ g &= \prod_{n=-\infty}^{\infty} \left( t - \frac{t}{t_n} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

しかしこれらの関係のみ用いて伝送するのでは有効さが小さく標本値を変換する、すなわち一般に圧縮して伝送するのが望まれる場合が多い。音声の場合などはとくに多い。このような場合の標本化はつぎのように解決される<sup>(14)</sup>。すなわち  $W$  までの周波数帯域をもつ信号  $f(t)$  を単調な関数  $\varphi$  で圧縮し、 $\varphi[f(t)]$  にしたとする。  $\varphi[f(t)]$  は当然  $W$  よりもひろい帯域幅をもつが、やはり  $\varphi[f(t)]$  の  $\frac{1}{2W}$  の間隔の標本値が分かれば  $\varphi[f(t)]$  の  $W$  までの成分は再現できる。この事実によ

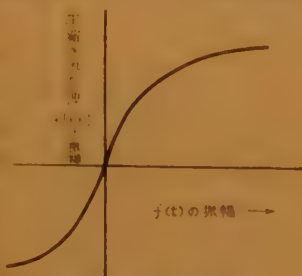


図6 圧縮例

り新しい標本化法が考えられる。

一方均一標本化の拡張として、もとの波  $f(t)$  の  $R$  回の微分まで分ったときは  $R+1/2 W$  の間隔で標本化すればよいことは容易に考えられるが、その形は次式で与えられる<sup>(15)</sup>。

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ f(k\tau) + (t-k\tau)f'(k\tau) \right. \\ &\quad + \frac{(t-k\tau)^2}{2!} f''(k\tau) + \dots \\ &\quad + \left. \frac{(t-k\tau)^R}{R!} f^{(R)}(k\tau) \right] \\ &\quad \cdot \left[ \sin c \frac{(t-k\tau)}{\tau} \right]^{R+1} \end{aligned} \quad (3)$$

以上のことはすべて標本化する時点を指定して、そこでの標本値を用いる方法であるが、あるレベル、たとえば振幅零になる時点を標本値に考えたときどうなるかということが問題になって来た<sup>(16)</sup>。この問題についてはまだ正確な方法は与えられていないように思われるが、筆者の検討では一定の常数を除いてもとの波が再現できるようである<sup>(17)</sup>。この問題は単に零交叉信号とかテレビ画像の変換点の問題以上に将来新しい方式を生む可能性を内包している。しかしこれらの新しい標本化を用いた方式は色々検討はされているが実用化し得るものはまだ出ていない。

情報源の見方はもちろん上記以外に種々の見方が考えられ、いろいろの研究が行なわれているが、符号伝送の立場からあまり取上げられるものはないように思う。

## (b) 通信容量

情報源がもつ情報を失うことなく伝送するのが一番の目的であるが、情報源の情報量よりも伝送路の通信容量が小さければ必然的に情報量は失なわれる。したがって方式設計の可否はその通信容量を求めて評価される。もちろん実際にはさらにさまざまな物理的条件が入るから、容量に余裕があるからといって伝送できるとはいえないが、設計のめやすとなり得るものであろう。

まず標本値が離散的でそれらの間に相関性のないような通信路を考える。その容量  $C$  に対し伝送速度  $R$  が小さいときには、どの符号をとっても誤り率が  $F_e \sim B(C-R)^2$  以下であるように符号化できる<sup>(1)</sup>。ここで  $F$  と  $B$  は通信路に固有のもので  $R$  と符号数には無

関係である。これが符号化定理といわれるもので、系の容量が与えられたとき情報源からどれだけの伝送速度で符号が出せるかの限界を与えるものである。これは情報理論が出たときまず問題になったことであるが多くの人により解明されていった<sup>(18)(19)(20)(21)</sup>。いま送信側の情報源から出る符号を受信側で受取ったとき、どの符号が送られたか知るため受信符号を送信側の符号に対応づける。すなわち送信側で  $u_i$  といった符号を送ったとき、受信側では雑音があるため一定の符号  $v_i$  が受かるとは限らないから、いくつかの受信符号をまとめて  $A_i$  とし、 $A_i$  が受かったら  $u_i$  が送られたと判断する。このような情報処理のやり方、すなわち受信符号のまとめ方はいろいろあるが、あるまとめ方をしたとき上記のように通信容量一ぱいの速さで送っても誤りなく受信側で判断できる。

さらに標本値が離散的な値のみとる通信路から実際に合った連続的通信路にも、この符号化定理を拡張しようとするところろみが見られているが、現在まで分っていることは、送信側は離散的で受信側は連続的という半連続通信路のときまで解かれ、上記のことがそのまま成立つことが分っている<sup>(22)(23)</sup>。

しかし実際上は雑音はいくつかの符号に相関して妨害を与え、また符号の間にも相関があり、たとえば電信などでマークが出たときつづいてマークが出るといったことがあるから、いわゆるメモリのある通信路ではどうなるか問題になる。情報源がエルゴートである場合には符号化は成立つことが証明できる<sup>(22)</sup>。

以上のことから符号化定理はまずどのような場合にも成立つと考えて実際上問題はない。このことは通信方式を設計するとき容量全部つかえる方式があることを意味する。この容量の内容がつきに問題になる。その第 1 は送信符号  $X$  を送って受信される符号  $Y$  の条件確率  $P(Y|X)$  は雑音と波形が分かれば求められるから、この  $P(Y|X)$  が与えられたとき容量がどれだけあるかということである。これは  $P(X)$  が全部正であるという条件で  $H(X) - H(X|Y)$  を最大にするという、いわゆる非線形計画法に帰着する。実際上 2 進符号についてはこれが解かれている<sup>(24)</sup>。

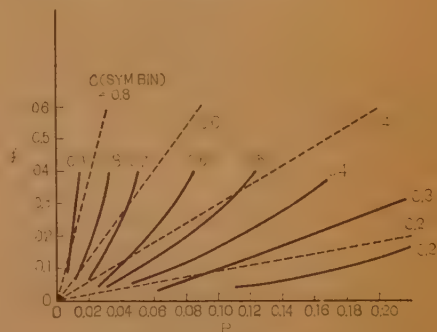
以上は系が定常的な場合であるが、実際には無線回線のようにフェージングなどがあるとき、あるいは瞬間のある回線ではそのままでは求められない。一般的に解くのは複雑になるが、フェージングがあるかないか 2 つの状態に分けるとときは比較的簡単になり、フェージングのあるときは誤りが生じ、その確率が  $1/2$  と



図 7 通話路の状態図

る<sup>(25)</sup>。

以上、すこし一般のことを書くべく書いたけれども、あとで述べる符号化のよさを正しく判断するとき、さらに実際にこの符号伝送方式を設計するとき、自分のやった設計のよさを知るために誤り率と伝送速度が基準になるわけである。したがって、その限界について充分考えておく必要がある。

図 8  $C$  と  $C(\text{SYM BIN})$  の関数として  $(h = \frac{1}{2})$ 

以上のことはすべて一方向的に通信する場合を考えているが、実際は通信は大半が双方向的になっている。そこで符号を受信したあとで送信側に再び問い合わせる Information Feedback 系が誤字訂正上問題になる<sup>(26)</sup>。

これは現在さかんに研究されている ARQ 方式がその例である。この方式は符号を受信したとき自己訂正は行わず、誤りだけ検出してそこだけ再送させるもので、冗長度の節約になっているが再送要求のための回線が必要になる。

このようなとき受信部から情報受信の確認、あるいは否定の情報を送り返すため帰還系の通信容量、あるいは度が必要になる。総合的にはこの方式は容量の増加という点では大した改善は求められないが、実際上便利な方式を生み出している。

### (3) 符号構成

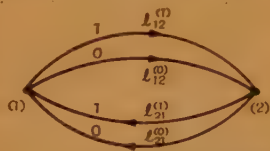
情報源の構造がわかり伝送路の特性が分かると、能率よい伝送をするため符号化が行なわれることは前に述べたところであるが、実際にどのような構成法があるか、とくに通信容量の限度一ぱいに符号化する仕方



はどうやったらよいかということが設計上問題になる。この符号化は、電信、データ伝送などのような離散的な大半は2進であるが一のときと電話のような連続的なときでは原理上は同じでも実際異なるため分けて検討する。すなわち前者はデータ伝送に多く、後者はおもに符号変調のとき出てくる。

### (a) 離散的情報の符号化と誤字訂正

離散的情報を符号化して伝送路に整合させるとき、雑音があった系に誤りが発生するとき、誤りがないときでは様相が異なる。誤りのないときは情報源の通報の符号の長さをその発生する確率に応じて変えて通信路に合すようにする。図9 符号が(1,0)のときで状態が2個のときの状態



すなわちいま伝送系に  $s$  個の符号があるとする、その符号の長さを状態が  $i$  か  $j$  に移るとき  $l_{ij}^{(s)}$  とし、その確率  $P_i(j, s)$  とすると、情報源の通報は  $i$  に対応し、

$$|W^{-l_{ij}^{(s)}} - \delta_{ij}| = 0 \quad (4)$$

を満足する  $W$  の最大値をつかって

$$P_i(j, s) = \frac{B_j}{B_i} W^{-l_{ij}^{(s)}} \quad (5)$$

の関係になるとき最大伝送速度が得られる<sup>(25)</sup>。これを実際に有限個の符号の場合に適用して構成する方法は2進符号について Shannon なり Fano によって与えられた<sup>(27)</sup>、これをさらに改善したのが Huffman の方法で<sup>(28)</sup>、これは  $M$  の通報を確率の大ききの順にならべ、もっとも確率の小さいものを2個とってそれぞれ1.0を与える。つぎにその確率の和をとり、その

和を1つの通報と見なして前と同じように  $M-1$  個の通報を確率の順にならべる。そして小さい2個にそれぞれ1.0を与える。この操作を繰返して各通報に2進符号系列を与えると、これが最小符号長すなわち最大速度の符号化であることは容易に分かる。このようなすぐれた符号化が出ると問題はほとんど解決されたようなものであるが、実際上の要請からアルファベット符号が考えられている<sup>(29)</sup>。これはアルファベットの順に、符号が長くなるようにしてかつ伝送速度が大きいものを求めている。この符号化はアルファベットを確率の順にならべ  $i$  番目の通報の発生確率を  $p_i$  とすると、この  $p_i$  から  $A_1 = p_1/2$ ,  $A_2 = p_1 + p_2/2$ , ...,  $A_i = (p_1 + p_2 + \dots + p_{i-1}) + p_i/2$  を求め、この  $A_i$  を2進数に展開し、 $2^{-m_i} \leq p_i < 2^{1-m_i}$  による  $m_{i+1}$  掛までの1.0の係数を取り符号系列とする。たとえば Huffman 符号が平均長 4.1195 といったときこのアルファベット符号は 4.1978 の平均長をもちほとんど差がない。またこのような符号系は符号の切れ目が分かるようになっていて同期符号を入れる必要はない。しかし一般に符号伝送するとき伝送のひずみにより符号のひずみを受けるが、それを再生して行かないとひずみが累積してしまふ。これを除くためには何らかの同期符号を入れて行かねばならない。印刷電信のようなときはスタートとストップの符号が入って等長符号をつくっている。したがって実用上は等長符号がおもに用いられる<sup>(30)</sup>。それは上に述べたように符号の長さを変えて伝送速度を上げても、その改善度は実際上あまりなく、逆に単純で便利な符号を用いてもそれほど速度は落ちないからである。

符号化で最も重要なのは雑音なり伝送ひずみのために符号がひずんで、再生したとき符号に誤りを生ずるときである。この場合符号全体としての誤り率をできるだけ小さくして、かつ伝送速度を上げたいわけである。

もし特別に冗長になる符号を加えなくても符号の誤り率が小さいとき符号構成などあまり問題でないが、はしがきでも述べたように、符号伝送は高信頼度にする必要があるため誤り率への要求は非常に厳しい。そのために冗長符号を入れて誤字訂正しないと系全体の誤り率が大きくなって使用できなくなる。しかも伝送速度に対する要求が大きいからどうしても誤字訂正符号を厳密につくって行く必要がある。そのうえ、伝送

表1 Huffman の符号化例

符号: 確率	符号: 確率	符号: 確率	符号: 確率
1: 0.10	2: 0.10	3: 0.14	4: 0.17
5: 0.11	6: 0.11	7: 0.11	8: 0.11
9: 0.11	10: 0.11	11: 0.11	12: 0.11
13: 0.11	14: 0.11	15: 0.11	16: 0.11
17: 0.11	18: 0.11	19: 0.11	20: 0.11
21: 0.11	22: 0.11	23: 0.11	24: 0.11
25: 0.11	26: 0.11	27: 0.11	28: 0.11
29: 0.11	30: 0.11	31: 0.11	32: 0.11

$$\text{伝送速度} = \frac{2.61}{2.72} = 0.960 \text{ (ビット/秒)}$$

方式を設計するとき 1 つのビットの誤り率を幾分悪くしても冗長符号を入れた方が総合の通信容量が増すことがあり、P.C.M. にも導入されようとしている。これらのことから初期の誤字検出あるいは訂正用に 5 の符号中 2 個がマークになっている 2 out of 5, あるいは 3 out of 7 が用いられていたのに対し体系的に研究されるようになった<sup>(31)(32)(33)(34)</sup>。この符号系は実用上と原理上から 2 進符号が用いられるので、おもにこの場合について述べる。

いま符号の長さが  $n$  のビットからできていたとする。そのときは組合わせの総数は  $2^n$  個である。そのうち 2 個の符号をとり出しそれを

$$X_1 = (x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n}) \quad X_2 = (x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n})$$

とすると、符号  $X_1$  と  $X_2$  のちがい、すなわち符号間の距離  $d$  は  $\sum_{i=1}^n (x_{1i} - x_{2i})^2$  で与えられる。この距離を基礎にして符号構成を行なう。いま符号間距離が  $d$  以上である符号群をとり出すと、  
 雑な言い方をすると  $d/2$  個の誤りは検出できることが想像される。これは理論的に成立つこと

で、この符号系を最短距離  $d$  の符号系といい、この  $d$  によって何個まで誤字訂正あるいは検出できるか分かる。すなわちビットの全組合わせを用いず 1 部を用いることであるから情報を送るビット数  $k$  は  $n$  より小さく、残りの  $n-k$  個は冗長ビットとして誤字訂正用につかわれる。この距離  $d$  の符号の取出し方はいろいろあるが、そのうちとくに研究され実用上有利なのは群符号である。群符号系はその系のなかの任意の 2 個の符号  $X_1, X_2$  をとり、2 を法として  $\text{mod } 2$  和をとり  $X_1 \oplus X_2$  をつくるとこれもこの系のなかにある符号系である。mod 2 ということとは和をとって 2 になったら 0 にもどる演算をいう。したがって  $1 \oplus 0 = 1$   $1 \oplus 1 = 0$  である。このような群符号系は  $2^n$  個全体の符号系も群をつくることから、その部分群をつくることになり、その剰余類をつぎにつくると全体を部分群と剰余類に分けられる。いま考える部分群の符号系の符号の数を  $M$  とし、これが  $2^k$  に等しいとすると、 $n$  ビット中の  $n-k$  ビットは  $k$  個の情報ビットを組合わせてつくることができる。そしていま表 2 の最上段が送信側から送られる部

表 2 組 織 符 号 表

$e$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	.....	$a_n$	.....部分群
$s_1$	$s_1 \oplus a_1$	$s_1 \oplus a_2$	$s_1 \oplus a_3$	.....	$s_1 \oplus a_n$	.....剰余類
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
$s_M$	$s_M \oplus a_1$	$s_M \oplus a_2$	$s_M \oplus a_3$	.....	$s_M \oplus a_n$	.....剰余類
$M+1=2^{n-k}$						

分群の符号系とする。そのうちの 1 つが送られ他の行の剰余類のなかの 1 つとして受信されたとする。そのときは受信符号と同一列中の最上段すなわち部分群の符号系の符号が送られたものと判断する。そのときは理想的受信になっている。

理想的受信というのは受信符号が受かったとき送信符号の事後確率が最大になっているような形で判断する方法である。このような符号系は  $n$  が充分大になると前の符号定理で述べた限界に漸近的に近づくことが分かる。このような符号系—組織符号系ともいう—のうちつぎの性質のものを無駄のない符号系といってより優れた性質をもっている。すなわち最短距離  $d$  の符号系が  $M$  個の符号をもつものとする、残りの  $2^n - M$  個の符号は抽出された  $M$  個のどの符号からも  $\frac{d-1}{2}$  以下の距離にあるが、相互には  $(d-1)/2$  以上になっているのが一般であるが、この系は相互距離が  $(d-1)/2$  以上のものがない。このような符号系の構成法は  $d=3$  のときは一般的に求められているが、 $d$  が 5 以上のときにはまだ解けていない。 $d=3$  で  $n=7$  のときにはいわゆる Hamming 符号といわれる符号系をつくり、情報ビットと検査ビットの位置を適当にとると受信側で誤りの生じたビットの位置が分かるようになっている。

これは 1 ビットの符号の誤りを自己訂正する符号で、1 からの数を 2 進数に展開する。このときその 2 進法で表わされた (1.0) の系列の第 1 位、第 2 位、第 3 位までがあるものを第 1 群、第 2 群、第 3 群……として分類する。すると

- 第 1 群 1, 3, 5, 7, 9, ………
- 第 2 群 2, 3, 6, 7, 10, ………
- 第 3 群 4, 5, 6, 7, ………
- 第 4 群 8, 9, 10, ………

となる。このように 1, 2, 4, 8 は各群の中の最小数であって、これを検査点にする。そして情報は他の点すなわち 3, 5, 6, 7, 9, 10 の点でおり、1, 3, 5, 7, 9 の点でパリティ関係をつくる。それはこの点のマークの数を偶数になるように 1 のビットをえらぶ。つぎに 2, 3, 6, 7, 10 でパリティ関係をつくる。そのようにすると符号に誤りがあるときパリティ関係から第 1 群、第 2 群……と各群のパリティ関係をしらべて各群マークの

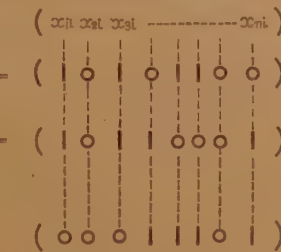
このマークの数  $d=4$ 

図 10 符号間の距離

符号番号 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 □ は検査  
 符号番号 1 1 0 0 1 0 1 1 0 □ の2つのが情報

□ は 1, 3, 5, 7, 9 の検査  
 □ は 2, 3, 6, 7, 10  
 □ は 4, 5, 8, 7  
 □ は 9, 10

マークの数の和が偶数になるように 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10 を定める

図 11 6 単位符号 010110 Hamming 符号化の例

符号番号 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10  
 符号番号 1 1 0 0 1 0 1 1 0

□ は 奇 → 1  
 □ は 偶 → 0 8 4 2 1 群  
 □ は 奇 → 1 0 1 0 1 = 5  
 □ は 偶 → 0

すなわち 5 番目の符号は 0 を 1 にすると正しい符号

図 11 6 単位符号 010110 Hamming 符号化の例

数の和が偶ならば 0, 奇ならば 1 としてあらわすと, その数が誤りのある位になっている。

無駄でないという条件を除いたときの群符号のつくり方は色々検討されているが<sup>(35)(36)(37)(38)</sup>, 最も一般的な方法はつぎのようにして得られる。いま  $n(=2^p)$  個のビットからなる符号を考えよう。この符号は当然

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_j, \dots, f_n) \quad (6)$$

で与えられる。ただし  $f_i$  は 0 か 1 である。この  $n$  個のビットの符号のあらゆる組合わせは

$$\begin{aligned} X_1 &= (0, 1, 0, 1, \dots, 0, 1) \\ X_2 &= (0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, \dots, 1, 1) \\ X_3 &= (0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, \dots, 1, 1, 1) \\ I &= (1, 1, 1, \dots, 1) \\ 0 &= (0, 0, 0, \dots, 0) \end{aligned} \quad (7)$$

とその補符号  $\bar{X}_i$  を組合わせてつくりることができる。ただし補符号というのはもとの符号の 1 を 0 に, 0 を 1 に入れかえたものである。たとえば

$$\bar{X}_1 = (0, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0)$$

ならその補符号は

$$\bar{X}_1 = (1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1)$$

になっている。補符号は前の説明から  $\bar{X}_i = X_i \oplus I$  とおけるから任意の符号  $f$  は  $X_i$  の多項式の和に展開できる。したがってその各多項式の係数を 1 か 0 かであらゆる組合わせをとると, すべての  $n$  個のビットの符号ができる。

そこでいま  $r$  次の多項式までとってそれ以下の多項式の係数  $g_i$  に 0 と 1 を与えたすべての組合わせから 1 つの符号系がつくられる。いま  $d=2^{p-r}$  とすると, この符号系は最短距離  $d$  の符号系になっている。

すなわちこの方法は最も一般的な 1 つの距離  $d$  の符号系のつくり方を与えている。たとえば  $P=3$  とすると  $n=2^p=2^3=8$  で 8 個のビットをもつ符号になるから

$$X_1 = (0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1)$$

$$X_2 = (0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1)$$

$$X_3 = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1)$$

$$I = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$$

となり, 任意の 8 ビットの符号はこの  $X_1, X_2, X_3, I$  の組合わせでつくられる。もし  $d=4=3^{3-1}$  の符号をつくるときは  $X_i$  の一次までとなるから

$$g_0 I \oplus g_1 X_1 \oplus g_2 X_2 \oplus g_3 X_3 \quad (8)$$

として  $g_0, g_1, g_2, g_3$  が 0 か 1 か, あらゆる組合わせをとるときにできる符号が上記のことにあてはまる。

$g_0, g_1, g_2, g_3$  のあらゆる組合わせは  $2^4=16$  個あり, この 16 個の 2 進符号は距離 4 の符号系になっていることのチェックは読者に御任せする。

その検査ビットの入れ方も分っているが, とくに多数決判定による復号法がこの符号系に適用できる。前の例で簡単な計算によって

$$g_1 = f_0 \oplus f_1 = f_2 \oplus f_3 = f_4 \oplus f_5 = f_6 \oplus f_7$$

といった関係が成立つからこの  $f_0 \oplus f_1, f_2 \oplus f_3, f_4 \oplus f_5, f_6 \oplus f_7$  の和をとり, これを  $s_1$  とすると

$$\begin{aligned} g_1 &= 0 \quad 0 \leq s_1 < 2 \\ g_1 &= \text{不確定} \quad s_1 = 2 \\ g_1 &= 1 \quad 2 < s_1 \leq 4 \end{aligned} \quad (9)$$

として  $g_1$  は決定される。他の  $g_i (i=0, \dots, 3)$  も同じように判定される。

以上のような組織符号以外の必ずしも群をなさぬ符号系も研究されており<sup>(37)(38)</sup>, 整数論を用いた方法がとくに詳しいがここでは省略する。この符号構成は複雑な計算がいるため, 最近とくに組織符号を計算機を用いて解こうとする傾向が強いが<sup>(39)(40)</sup>, その 1 つで最も示唆にとむ方法が最近得られた。それは符号構成法を線形計画法になおす方法である。いま検査のパリティ関係を示すマトリクスを  $P$  とする。

このマトリクスはビット間にパリティ関係があるとき 1 ないとき 0 を入れたものである。

符号系が最小距離  $d$  である場合には, (i)  $P$  の各行の 1 の数は  $d-1$  に等しいか大であること, (ii)  $J$  行の和 (mod 2) の 1 の数は  $d-J$  に等しいか大であることと等価であることが分かる。証明は与える余裕がないが読者は前の Hamming 符号の  $P$  についてチェックしていただきたい。



たとえば前の Hamming 符号のときは 10 ビットの符号を考えると、

$$f_1 \oplus f_2 \oplus f_3 \oplus f_4 \oplus f_5 = 0$$

$$f_2 \oplus f_3 \oplus f_6 \oplus f_7 \oplus f_{10} = 0$$

$$f_4 \oplus f_5 \oplus f_6 \oplus f_7 = 0$$

$$f_8 \oplus f_9 \oplus f_{10} = 0$$

が成立つことはすぐ分かるであろう。1, 2, 4, 8 は検査点であるからパリティマトリクス  $P$  は

符号番号 3 5 6 7 9 10

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

となる。

最適符号系は符号長をできるだけ短かくすることであり、情報ビットは変えられないから、この不等式を満足する条件で検査ビットの数  $n-k$  を最小にするという線形計画に帰着することができる。その形としては情報点の数だけの符号を考え、そのあらゆる組合せによって生ずる符号系を  $P^m$  なるマトリクスであらわす。たとえば  $m=3, 4$  について

$$P^3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad P^4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

のような形になっている。 $P$  はこの  $P^m$  のなかの符号を繰返しをゆるして構成される。その数を  $Z_i(P)$  するといま

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

のときは

$$Z_1(P) = 1 \quad Z_5(P) = 1$$

$$Z_2(P) = 2 \quad Z_6(P) = 0$$

$$Z_3(P) = 0 \quad Z_7(P) = 1$$

$$Z_4(P) = 0$$

となる。したがって  $P^m$  の  $J$  行のすべての組合せの和からつくられるマトリクスを  $P_J^m$  とすると (i) と (ii) は

$$[Z_1(P), Z_2(P) \cdots Z_{2^m-1}(P)][P_J^m] \geq [d-J, d-J, \cdots, d-J]^* \quad (11)$$

であらわされる。したがって、この条件で  $\lambda = \sum_{i=1}^{2^m-1} Z_i(P)$  は検査点の数を与えるから、これを最小にすることが最適符号構成法になる。

さらに最近は無駄のない符号系の代わりに準完全な符号系の研究も行なわれている。以上が定常的雑音のみの対称的通信路についての符号構成の問題であるが、無線回線のように瞬間的雑音のあるとき實際上重要である。とくにデータ伝送のとき従来の電話回線の 1 通話路にデータ情報を送るが、回線の瞬断による誤り率が現在一番問題になっている。この瞬断も瞬間的雑音と同じようにある時間間隔伝送系をほとんど切ってしまうことになる。この断の長さは数ビットから数十ビットの長さになっているのが普通で、定常的なときと異なり符号はまとまって誤ってしまう。

この場合はつぎの符号の誤る確率は相関があるため誤字訂正もまとめて行なう必要がある。このような場合についての研究は緒についたところで体系化されていないが、いろいろのこころみがされた<sup>(41)</sup>。たとえば図 10(a) のようにレジスタをおき、つぎつぎに流れる符号の第 1 と第 4 のビットのパリティをとって第 7

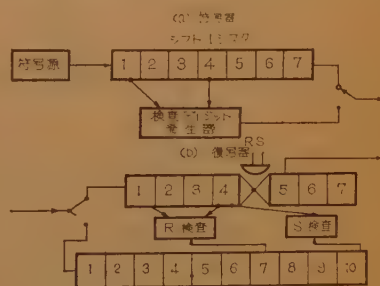


図 12 回帰符号構成回路

ビットを組合わせて送出し、復号は (b) におけるように  $R$  と  $S$  でパリティチェックを行ない、両者とも不一致のときは 4 を変更 (0→1, 1→0) して 5 に入れる。一方のみ不一致のときは変更しない。このようにすると急激に雑音が入りその長さが 7 ビットになっても誤字訂正を行なうことができる。これは任意数の回帰性をもつように拡張することができるが、符号構成法としてのよさはまだ充分検討されていない。この問題は今後に残されているといえる。

このような方式のよさを、たとえば (2) の (B) で述べたような方法で得た容量と比較すればよいであろうが、この方式の速度を求めるまで来ていない。

### (b) 連続情報の符号化

連続情報の符号化はすでに古くから P.C.M とか定差変調、不確定指数変調などがあり、詳細は各論における P.C.M の所にゆずるが、これらの方式の比較は従来から伝送特性を中心に行なわれた<sup>(42)(43)(44)</sup>。

現在の符号変調方式でもっとも有効と考えられているものは、おもに P.C.M と定差変調方式である。したがって方式の優劣もおもにこの方式と他の振幅変調、周波数変調との比較で行なわれた。P.C.M は衆知のように標準化された情報の標準値を量子化し、2

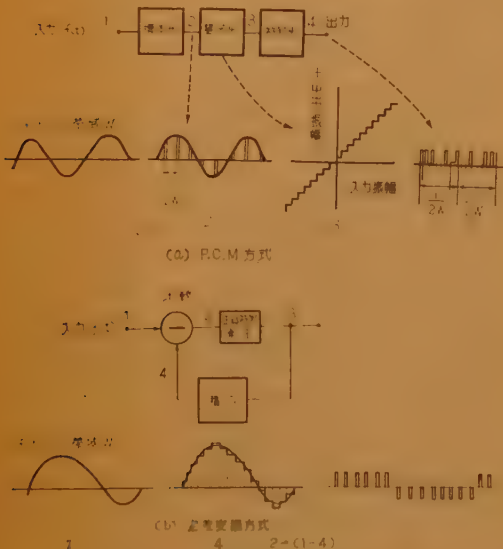


図 13 符号変調方式機能説明図

進数は展開しての係数を 2 進符号として伝送するものである。たとえば標準点の振幅を  $2^n = 256$  のレベルに分けたとき、各レベルを 8 ビットの符号の組合わせであらわして伝送する方式である。定差変調方式は同様に 2 進符号に変換するが、一種のサンプリングサーボを行なう方式で、変調しようとする波形の振幅を符号化された符号を積分復号して標準点と比較し、その差が正なら正符号を、負なら負符号を出すものである。情報理論的に見た通信方式としての良さは各方式に対し最適情報源の構造を検討し、状態間遷移確率  $P_{ij}$  に対する条件から通信容量を振幅分布を求めて得られる。現在まで分かったことは P.C.M に対しては容量は  $C = \frac{1}{2} \log 2$ 、定差変調に対しては  $C = \frac{1}{\pi} \log \left( 2 \cos \right.$

$\left. \frac{\pi}{n+1} \right)$  で与えられる。ただし  $n$  はレベル数を示す。また P.C.M を定差変調に対し最適情報に対する相関関数を  $P_{ij}$  から求め、P.C.M に対しては電力スペクトラムは

$$\Phi(\omega) = \rho(0) \cdot T \cdot \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} \quad (12)$$

定差変調に対しては

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{k_g} T \left( \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} \right)^2 \sum_{g=2}^{n-1} \frac{K_g(1-\lambda_g)}{(\cos \omega T - \lambda_g)^2 + \sin^2 \omega T} \quad (13)$$

で与えられる。ただし  $\nu_k$  は量子化ステップ、 $T$  は繰返し周波数  $\rho(0)$  は定数、 $\lambda_g = \frac{\cos g\theta}{\cos \theta}$  で  $k_g$  は  $g$  が偶のときは  $\frac{1}{4} \frac{1}{(n+1)^2} [\cot^2(g+1)\theta/2 - \cot^2(g-1)\theta/2]$ 、 $g$  が奇のときは 0 である。これから定差変調のときは高周波において次第にスペクトラムが減少する音声のような波形あるいは正規分布特性、自乗正弦波特性のパルス波形のデータ伝送に適している。実際上は、波形を 1 つ 1 つ変換して最適符号にする処理は経済的に合わないので、音声にせよデータにせよ直接量子化してそれを符号化する。この場合量子化雑音と過負荷雑音が発生するが<sup>(45)</sup>、量子化を均一に行なう線形符号化は比較的簡単でありすでに解決された点が多いが、非線形原理符号で、ある瞬時圧縮を行なって雑音を改善する問題が残っている。これについては入力に対し出力  $y$  の形として

$$y = \frac{1 - \exp(-mx)}{1 - \exp(-m)} \quad (14)$$

のような変換がある<sup>(46)</sup>。これは実効値が一定のときに適している。また

$$y = \frac{\log(1-mx)}{\log(1-m)} \quad (15)$$

の量子化雑音も解析された<sup>(47)</sup>。この形は入力  $x$  が正規分布のときに適している。これに対し中間の差として

$$y = \frac{x}{(1+h) - hx} \quad (16)$$

なる hyperbolic 形が指数分布に適している<sup>(48)</sup>。定差変調に対して瞬時圧縮を行なった場合についての解析も行なわれ、その改善度は P.C.M のときより大であることが求められた<sup>(49)</sup>。以上は振幅を 2 進数に展開しその係数を符号とする自然 2 進法について述べたが、これ以外に符号管などを利用するための交番 2 進その

他が従来用いられている<sup>(50)</sup>。しかし伝送上とくに重要なのは帯域を節約しようとする和低周波しや断を受けやすく、これが波形ひずみを大きくする原因になるのでそれをさける符号化が問題になる。そのため、たとえば Alternate Interchange<sup>(51)</sup> なる方法は符号の繰返し周期の半分の繰返しでタイミング波を出し、符号系列と half add して変換する。この場合はパルス列の符号の変換点で 1 が 1 つ入ったり抜けたりする形になり、しゃ断の影響は可成り除かれる。しかし本質的改善に 3 進 (-1, 0, 1) によって得られる、それにはこれら各ディジットを 2 進の組 (01), (00), (10) に変換する符号化 (A) と (01), (00) と (11) の繰返しと、(10) に変換する符号化 (B) が考えられる<sup>(52)</sup>。これを平衡符号と称する。相対的な周波数帯域幅はつぎのようになる。

	平衡 2 進	2 進	3 進	4 進
周波数帯域比	10	8	5	4

平衡 2 進と 2 進の間の変換は簡単に得られ、これら符号系の伝送特性についての詳細はまだ充分明確とはいえないが、ひずみに対し優れていることは了解されるであろう。

#### (4) 波形伝送

以上前節で符号の構成のために符号として情報を見て来たが、これを物理的波形と考え、いかに忠実に伝送するかの問題がつきに残る。この分野のなかに雑音、狭義の波形伝送、変調方式、ろ波、識別再生などの問題が入っている。

##### (a) 波形伝送と変調

音声などをそのままアナログ的に伝送する場合には雑音の影響は冗長度が大きい関係から、ほとんどの場合実効値のみを考えればよかったが、符号伝送のときにはその振幅分布、その他が信号の変調方式に応じて問題になる。この雑音問題は S.O. Rice により初めて取扱われ<sup>(53)</sup>、振幅分布、電力スペクトラム、零交叉点分布、包絡線分布など詳細に計算された。この場合の雑音はすべて正規分布の乱弾雑音であったが、さらにフェージングその他の複雑な過程のものが問題になって来ている<sup>(54)</sup>。ともあれ、これらの雑音のなかで信号を伝送する場合はあとにして、まず雑音のない場合の波形伝送をまず検討する。この場合の検討は古くから行なわれているが<sup>(55)(9)</sup>、現在用いられている方法はつぎのようなものである。前述のごとく帯域幅  $W$  の波形は全波形を伝送する必要はなく、受信部で

も同じであり  $1/2 W$  の間隔標本点における波形の値が分かればよい。したがってそれを符号化した符号伝送の場合も符号が  $T$  の間隔で伝送されるときは、ある符号の出る点に他の時点で発生した符号の残留応動がなければ符号間の干渉はないことになる。いま簡単で実際的な場合として (1, 0) 2 進符号を例にとると 0 のときは信号を送らず、1 のときに  $P(t)$  なる信号が伝送路を通して受信されるものとする。そのとき理想的伝送波形  $P_0(t)$  を想定し、任意の伝送系を通したときの波形  $P(t)$  を  $P_0(t)$  の信号反響の組合わせであらわし  $J_i$  が反響の係数として

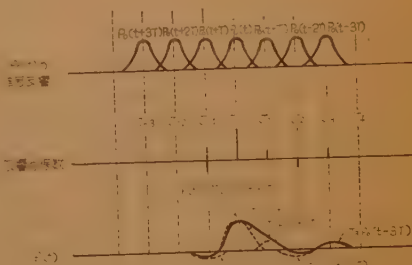
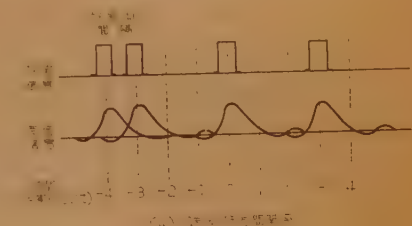


図 14 2 進符号における符号間干渉

$$P(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} J_i P_0(t+t_i) \quad (17)$$

とするもので、位相特性の直線からの偏位、振幅特性の偏位および位相振幅の微小不均一偏差における係数の分散が得られる。

たとえば入力が単位モーメントのインパルス関数であるとしよう。そして  $P_0(t)$  はこのインパルスを  $T_0(\omega)$  なる伝達関数をもつ伝送路を通して送られたときの受信波形とする。さらにこの  $T_0(\omega)$  なる特性では符号間干渉がないとする。実際の回線はこのようない理想特性から偏位して  $T(\omega)$  なる特性であるとする。

$$\left. \begin{aligned} T_0(\omega) &= A_0(\omega) e^{-j\phi_0(\omega)} \\ T(\omega) &= A(\omega) e^{-j\phi(\omega)} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$



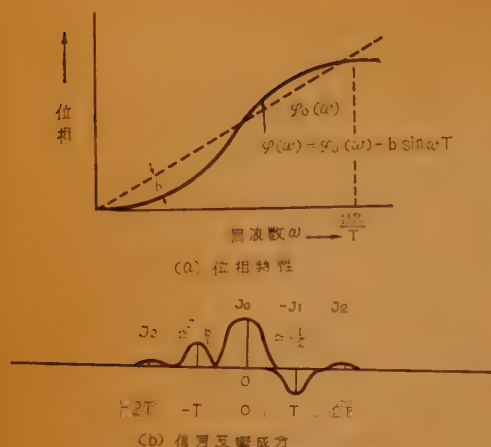


図 15 位相変化による波形ひずみ

まず位相だけが  $T_0(\omega)$  と  $T(\omega)$  と違っていて

$$\psi(\omega) = \psi_0(\omega) - b \sin \omega T \quad (19)$$

になっているとする。そのとき  $T(\omega)$  を通ったときインパルスの出力は

$$P(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_0(\omega) e^{j\omega t} e^{j\psi(\omega)} d\omega \quad (20)$$

となり、変換すると

$$\begin{aligned} P(t) = & J_0(b) P_0(t) + J_1(b) [P_0(t+T) \\ & - P_0(t-T)] + J_2(b) [P_0(t+2T) \\ & - P_0(t-2T)] + J_3(b) [P_0(t+3T) \\ & - P_0(t-3T)] + \dots \end{aligned} \quad (21)$$

となり、 $b \ll 1$  のときは

$$P(t) \approx P_0(t) + \frac{b}{2} [P_0(t-T) - P_0(t+T)] \quad (22)$$

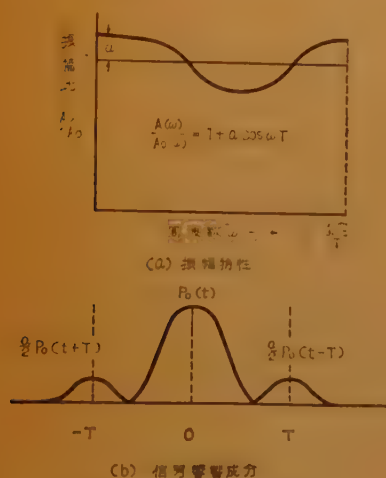


図 16 振幅変位による波形ひずみ

となる。すなわち  $P_0(t)$  の前後の符号点に  $\frac{b}{2}$  の振幅で  $+$ ,  $-$  反響が出た形になっている。振幅だけ異なるとき、すなわち

$$A(\omega) = A_0(\omega) [1 + a \cos \omega T] \quad (23)$$

のようなときは

$$P(t) = P_0(t) + \frac{a}{2} [P_0(t+T) + P_0(t-T)] \quad (24)$$

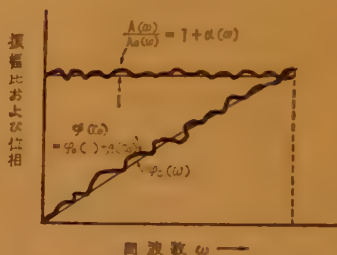


図 17 振幅と位相の不規則偏位

となり、位相のときはことなり同種の反響が前後に出る。このような方法を用いて一般的な偏位を求めることができる。たと

えば図 17 のように振幅と位相が理想特性から不規則に偏位し

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_0(\omega) [1 + \alpha(\omega)] \\ &= A_0(\omega) [1 + a_1 \cos \omega T + a_2 \cos 2\omega T \\ &\quad + a_3 \cos 3\omega T + \dots] \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \psi(\omega) &= \psi_0(\omega) + \beta(\omega) \\ &= \psi_0(\omega) + b_1 \sin \omega T + b_2 \sin 2\omega T \\ &\quad + b_3 \sin 3\omega T + \dots \end{aligned}$$

になっているとすると、残留応動の最大  $U_{\max}$  と自乗平均  $\bar{U}^2$  は

$$\begin{aligned} U_{\max} &= [|a_1| + |a_2| + |a_3| + \dots] \\ &\quad + [|b_1| + |b_2| + |b_3| + \dots] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{U}^2 &= \frac{1}{2} \sum_m (a_m^2 + b_m^2) \\ &= \frac{1}{2\omega_1} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} (\alpha^2(\omega) + \beta^2(\omega)) d\omega \end{aligned} \quad (26)$$

ただし  $T = \pi/\omega_1$

で与えられる。

とくに實際上重要なのは低周波シャ断によるひずみの分散と高周波における位相ひずみで、電話回線におけるデータ伝送上も重要な問題である。

低周波が切られることは直流分がなくなることであるから、図 18 に示すように (1.0) の符号系のとき 1 が継続して発生するとき波形は非常に等価的に小さくなってしまふ。とくに符号間干渉が大きいときに、直流がないときは (c) のように何もなくなってしまう。この直流分を入れた低周波分がないときの符号間

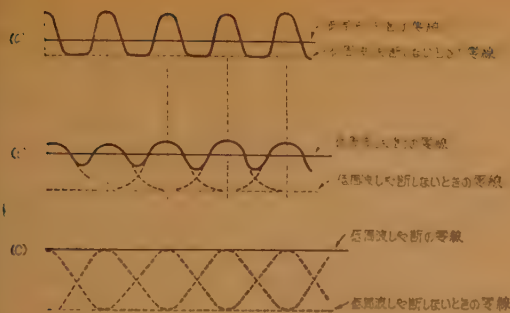


図18 低周波しき断による波形ひずみ例

干渉は、前の信号反響の方法で解析でき自乗平均値  $\bar{U}^2$  はつぎのようになる。すなわち図19のように低周波が切られるときは  $P(t) = P_0(t) + \Delta P(t)$  とおいて ( $P_0(t)$  は  $A_0(\omega)$  に対するもの)

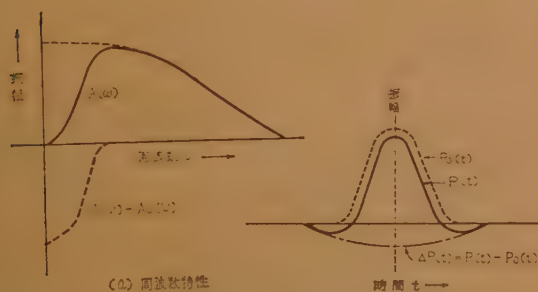


図19 低周波しき断特性例

$$\begin{aligned}\bar{U}^2 &= \frac{1}{P_0(0)} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} (\Delta P(t))^2 dt \\ &= \frac{1}{P_0(0)} \frac{1}{\pi T} \int_0^{\infty} [A(\omega) - A_0(\omega)]^2 d\omega\end{aligned}\quad (27)$$

となる。とくに  $A_0(\omega)$  が0から  $\omega_1$  まで1で  $A(\omega)$  は  $\omega_0$  以上では  $A_0(\omega)$  と同じで  $\omega_0$  以下で0になるとき

$$U^2 = \left( \frac{\omega_0}{\omega_1} \right) \quad (28)$$

このように低周波しき断が波形を著しくひずませるため、これを逃げるために色々な方法が考えられている。その一つは (1,0) のかわりに (1,-1) の複流を用いる方法である。この方法のときは  $U_{\max}$  はたしかに改善されるが  $\bar{U}^2$  はあまり改善されない。そこで (b) のダイパルスを用いるものと (d) のようなダイコードを用いるものとある。ダイパルスのときは前の (27) において  $\Delta P(t) = P(t) - P_0(t)$  であったのに対し  $\Delta P(t) = \Delta P(t) - \Delta P(t-T)$  を用いて自乗平均は与えられる。そのため  $\Delta P(t) \approx \Delta P(t-T)$  のときに

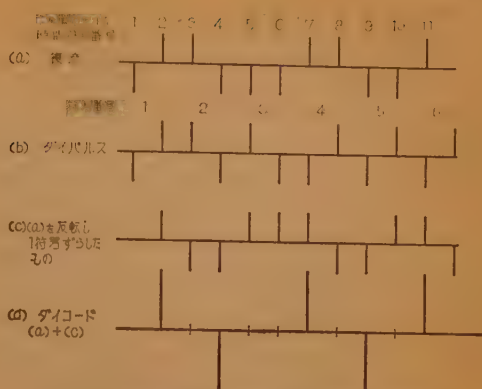


図20 低周波しき断を避けるための符号化法

はひずみはほとんどなくなる。しかし周波数帯域は増大する。さらに符号系列における残留応動の標本点における分散も前の計算を用いて求められる。しかし高信頼符号伝送のときは符号間干渉の大きさの分布の方が平均とか分散よりも本質的に問題であり、これについての計算も行なわれている<sup>(57)</sup>。符号伝送においては符号系列波形はある  $T$  の間隔ごとに符号がでることからエルゴード的でなく、その周電力スペクトラムにせよ符号発生位置を知らせるタイミング情報にせよ、クロエルゴード性をもつものとしての解析を行なわねばならない<sup>(58)</sup>。そのため符号系列波形  $x(t)$  は  $a_n$  を1か0の符号、 $P(t-nT)$  を1の信号波形とすると

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n P(t-nT) \quad (29)$$

なる形をする。 $a_n$  は上記のように1か0かいろいろの組合わせになっているから変動する。これを平均  $E\{x(t)\}$  と変動分  $y(t) = x(t) - E\{x(t)\}$  に分け、平均に対しては

$$\begin{aligned}E\{x(t)\} &= \frac{E\{a_n\}}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H\left(\frac{n}{T}\right) \exp(j2\pi nt/T) \\ H(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} P(t) \exp(-j2\pi nt/T) dt\end{aligned}\quad (30)$$

の形をとり線スペクトラムから成り立つ、それに対し変動分  $y(t)$  が連続スペクトラムをもち、その平均電力スペクトラム  $E\{S(f)\}^2$  は

$$\begin{aligned}E\{S(f)\}^2 &= \frac{1}{T} |H(f)|^2 \{\phi(0) - M_1^2\} \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^{\infty} [\phi(k) - M_1^2] \cos 2\pi kft \\ \phi(k) &= E\{a_n a_{n+k}\} \quad M_1 = E\{a_n\}\end{aligned}\quad (31)$$

で与えられる。さらに雑音が入ってももちろん平均成分には影響なく変動化のみが変わり、そのタイミング偏差は周波数変調におけるときと近い形で畳み込まれることが分った。これから符号系列からタイミング情報が完全により出せることが明確になった。伝送系に雑音があるとき、あるいは系が帯域通過形のような場合には信号電力にせよ帯域幅にせよ最も節約できるように系に整合するように変調せねばならない。この場合検出方式を考慮に入れて方式の比較が行なわれねばならない<sup>(59)</sup>が一定レベルで識別するときについてベクトル図から求められる

すなわち例を2進符号にとると変調の形は

振幅変調	A.M
周波数変調	F.S
位相変調	P.S

といった振幅、周波数と位相を変調する3種類に分かれる。もちろん信号の形として(1,0)とか(1,-1)とかいった単極性、両極性の符号のつくり方があるが変調では本質的差は消える。そこでまず周波数帯域幅は除外し、信号対雑音比(S/N)の影響を考えよう。この効果はS/Nの誤り率に与える影響によってあらわされるから以下それを求めよう。ただ検波の仕方に変調波の包絡線を取り出す包絡線検波と搬送波と同相成分を取り出す同期検波があるが、ここでは理想化された形の振幅変調のとき同期検波、周波数変調のとき包絡線検波だけを述べる。他の検波のときは同じようにすぐ求められる。まず振幅変調のときであるが符号1のとき搬送波Sが送られ、符号0のとき送られない。これをベクトル図で示すと図21(a)のようになる。これに雑音が入り $N_1$ は搬送波がないとき、 $N_2$ は搬送波があるときのベクトルとする。同期検波では搬送

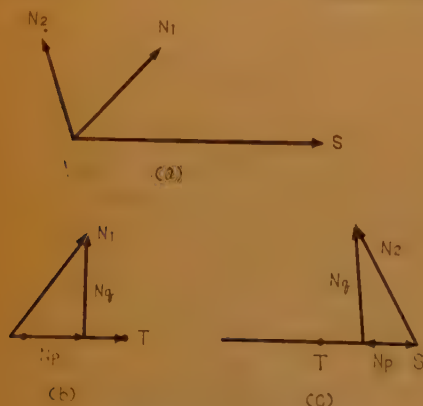


図21 同期検波における振幅変調方式の搬送波と雑音のベクトル図

波と同相成分 $N_p$ だけとればよいから(b)(c)のようになり、ある値 $T=a|S|$ で1か0かの判定をする0が1にあやまるのは $N_p > a|S|$ のときであり、1を0にあやまるのは $|S| - N_p < a|S|$ のときである。したがって雑音が高ス雑音のときは総合の誤り率は、

$$P = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \operatorname{erf}(a\sqrt{R}) - \frac{1}{4} \operatorname{erf}((1-a)\sqrt{R}) \quad (32)$$

となり $a = \frac{1}{2}$ のとき最小となり

$$\frac{1}{2} \left( 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{R}}{2} \right) \right) \quad (33)$$

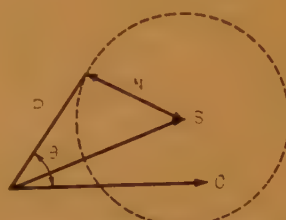


図22 周波数変調方式の搬送波と雑音のベクトル図

になる。ただしRはS/N比である。また $\operatorname{erf}$ は誤差関数である。同様に周波数変調も図22のようなベクトル図から求められる。ここで0の搬送波はCで基準にし、1はSで示す。Sは反時計

方向に回転し、周波数差の逆数に等しい期間に回転する。これに雑音Nが加わって合成ベクトルはDとなる。この位相 $\theta$ をCを基準にして示すと瞬時周波数は中心周波数 $+\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt}$ で与えられる。したがって符号が1のとき $\theta$ が反時計方向に回転すれば搬送波は正の方向に推移したと判定され正しく受信される。NがSを中心に回転しDの軌跡はSを中心に半径Nの円になるから、NがS以下の限りNによる位相変化は $\pi$ ラジアン以下であり、Sだけの位相変化が $\pi$ ラジアン以上あるときは誤りは生じない。それに対しNがSより大きいときはNとSの立場が入れかわり、 $\theta$ の全変化はNの推移が2進符号の偏倚周波数の1/2より大であればNと位相変化は同じになる。この場合Nの推移の符号は平均して1/2の時間だけ所期の推移と同符号となり、エラーは1/2になる。したがって誤り率は

$$\frac{1}{2} \exp(-R) \quad (24)$$

で与えられる。位相変調のときも同じようにして求められるがここでは省略する。以上の結果をまとめるとS/Nに対する誤り率は図23のようになる。以上のことは帯域幅についての考察、とくに符号間干渉あるいは、ろ波を考えていない。したがって、ろ波、識別をい



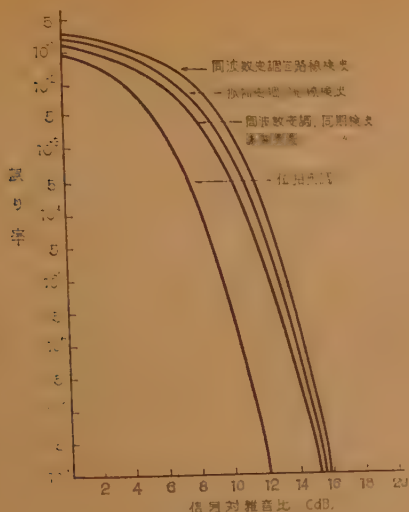


図 23 各変調方式に対する保号対雑音化と誤り率の関係

かに適用するかが問題である。いま符号間干渉がないという条件で帯域幅が最も小さい最適波形と信号対雑音比の関係を AM と FS について求めるとつぎのようになる<sup>(60)</sup>。ただし FS に対しては符号 1 と 0 の偏位周波数  $\bar{\omega}$  が丁度  $\bar{\omega} T = \pi$  なる条件を満足するときを考える。

FS のときは 1 のときも 0 のときも信号が送られ、1 のときは  $a \cos\left(\left(\omega_0 + \frac{\bar{\omega}}{2}\right)t + \varphi\right)$ 、0 のときは  $a \cos\left(\left(\omega_0 - \frac{\bar{\omega}}{2}\right)t + \varphi\right)$  の形の信号になっているから、1 から 0 あるいは 0 から 1 へうつるとき波形が繋がっていないから、1 と 0 の周波数偏奇関係がうまく行っていないと帯域幅に損が出る。この条件はその点の心配を除いてある。このときは  $T$  の中のマーク符号に対し変調波の包絡線  $p(t)$  と原信号のスペクトルを引いた変調波形  $P(t)$  との間には

$$P(t_0) = \frac{\mu}{2} \frac{\mu p^2 - \cos \bar{\omega} t_0 - (p'/\bar{\omega}) \sin \bar{\omega} t_0}{\sin^2 \bar{\omega} t_0 + (\cos \bar{\omega} t_0 - \mu p)^2} \quad (25)$$

の関係が成立し、 $t_0 = \pm mT$  では

$$P(mt) = \frac{1}{2} \frac{\mu p(mt)}{\mu p(mt) \pm (-1)^m} \quad (36)$$

$$P(0) = \frac{1}{2} \frac{\mu p(0)}{\mu p(0) - 1}$$

が出て来る。したがって  $P(mT) = 0$  のときは  $p(mT) = 0$  となり符号間干渉のないということでは同じ条件となる。したがって復調された符号間干渉を生ぜぬためには復調前の信号間干渉をもたぬようにすることに

なる。送信信号の搬送包絡線が時間的に平坦でスペクトラムとして

$$S(u) = \frac{T}{2} \left[ \frac{\sin(\bar{\omega} - u)T/2}{(\bar{\omega} - u)T/2} + \frac{\sin(\bar{\omega} + u)T/2}{(\bar{\omega} + u)T/2} \right] \quad (37)$$

の形のときは復調前の受信信号が平坦であるためには伝送路の特性が図 24 のようになり FM が比較的楽

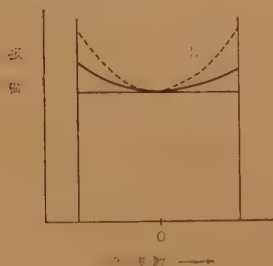


図 24 伝送路特性

になる。つぎに雑音のある場合と同じ誤り率になるための信号対雑音比は

$$(S/N)_{FM} = \lambda (S/N)_{AM} \quad (38)$$

の形で、入は平坦スペクトラムのとき 2.65、

自乗正弦波で 2.8 となることが分った。復調後最適ろ波器を入れたときは  $\lambda$  は  $\rho$  でおきえられ、 $\rho \approx 0.5$  になる。以上は理想的標本点における標本化を行なったときの最適波形であるが実際にはタイミング偏差をつねにもつから、この確率分布を与えての最適波形を残留応動の分散を最小にするという条件で求められる。ここで注意すべきことは FM の場合の波形伝送での過渡応答の解析には  $\delta$  関数が指数の肩に入ることがあり、数学的に厳密な解析ができないが超関数を用いて解析できることを付記しておく<sup>(61)(62)</sup>。

## (b) ろ波と識別

(a) でも述べた雑音中から信号を抽出するため、ろ波を行なうことが信号比雑音比を改善するのにのぞましいが、このろ波については衆知のようにいろいろ検討されて来た<sup>(63)(64)(65)</sup>。

ここで問題になるのは図 25 に示すように入力  $f(t) = s(t) + n(t)$  があるとき出力  $g(t)$  をとり出して  $s(t + \alpha)$  の推定をすることで、評価の基準としては一般に出力  $g(t)$  と  $s(t + \alpha)$  の差の自乗平均  $\sigma^2 = E\{(g(t) - s(t + \alpha))^2\}$  を最小にすることが用いられる。これは入力信号に一樣に重みをかけたことになる。この場合は相関関数に変換できて電力スペクトラムのみ考えればよく解析は著しく楽になる。もし重みをかけるようなときはその形によっては複雑な問題になる。前



図 25 ろ波説明図

に戻って  $s(t)$ ,  $g(t)$ ,  $n(t)$  のフーリエ変換を  $Y_S(p)$ ,  $Y_N(p)$ ,  $Y_G(p)$  とすると物理的実現可能な条件を入れると

$$\int_{-\infty}^{\infty} \{ |Y_G|^2 N + |Y_G - e^{i\omega} S|^2 \} d\omega$$

ただし

$$N = \int Y_N Y_N^* d\omega, \quad S = \int Y_S Y_S^* d\omega \quad (39)$$

でそれぞれ雑音と信号の自乗平均値を示す。

となるが、 $\sigma^2$  が最小になるように  $Y_G$  をえらんで計算すると、雑音と信号の電力スペクトラムを  $N(f)$ ,  $S(f)$  とすると

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N(f)S(f)}{N(f)+S(f)} df \quad (40)$$

で与えられる

実際上しばしば重要なのは非定常のときであるが、複雑なので結果のみ書くと大体定常のときと似た最適条件が得られる。

最近是非線形への拡張も行なわれているが使用できる形にはなっていない<sup>(66)(67)</sup>。このように波されても雑音が残るから最後に符号の検出を行なわねばならない。すなわちマークカスペースが判断するわけである。この問題は統計学における尤度比検定法に帰着することが示されている<sup>(68)(69)</sup>。

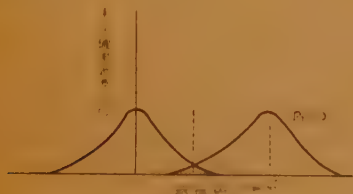


図 26 検出説明図

2進符号の (1,0) 伝送のときの標本点で識別されるものとする。そのとき 0 は雑音によって振幅が図 26 のように  $P_0(x)$  と分布する。1 のときは  $P_1(x)$  のように分布する。したがって、たとえば  $S$  の点で 1 か 0 かの判定を行なうとすると、1 のときに  $x$  が  $S$  より小さくなる ( $P_1$ )  $x$  の面積  $\alpha$  が 1 を 0 に判断する確率であり、逆の  $\beta$  が 0 を 1 に判断する確率である。

したがって 2進符号に対する判断の方式としては送信符号の確率が与えられたものとして平均危険

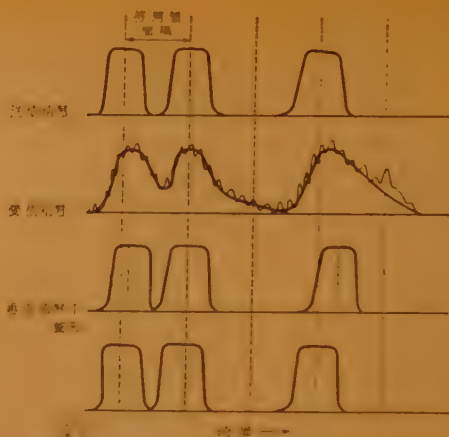


図 27 再生の機能

関数を最小にする理想方式、Neyman-Pearson 方式および Minimax 方式による方法などに分れるが、適用はその場その場で決定さるべきものであろう。

#### (c) 再生と同期

2進符号伝送がアナログ伝送に対し本質的に異なる点の 1 つは再生整形ができる点である。伝送方式としても振幅変調、周波数変調に比し長距離伝送上有利である。再生の機能は本質的には、(i) 符号の波形を整形する、(ii) 符号系がある等間隔の時間点ごとに送られる時その位置を正しい位置にもち来すことにある。この再生の方式としてはタイミング情報を符号系とは別に伝送する方式と、タイミング情報を符号系列のなかからとり出す方式に分かれる<sup>(70)(71)</sup>。後者は自己タイミングと称し前者にくらべ利用度が高い。このタイミング波を符号系列から抽出可能であることは前記のとおりであるが、実際には同調回路あるいはロック発振器によって取出すことになる。この場合同調回路の共振周波数が繰返し周波数からずれるため、その出力は振幅も位相も変動する。すなわち入力系列の波形  $x(t)$  が

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT') \quad nT' = nT + \delta t_n \quad (41)$$

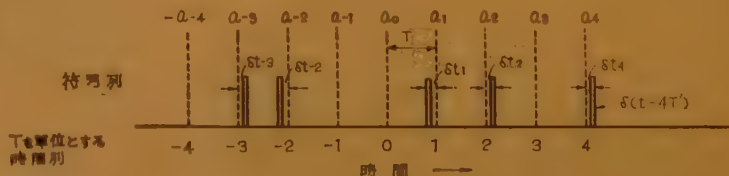


図 28 入力波形  $x(t)$

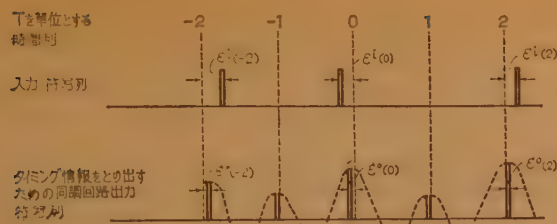


図29 タイミング偏差説明図

であるとする。ここで  $a_n$  は符号 (1,0) で 1 か 0 かどちらかの値を確率によってとる。そのとき同調回路のインパルス応答が

$$H_0(t) = \frac{1}{c} (1 + j/2 Q) e^{-(\pi/Q) f_0 t} e^{j2\pi f_0 t} \text{ の実部}$$

$$f_0 = F + \delta f = F \left( 1 + \frac{\delta f}{F} \right) \quad F: \text{入力符号の繰返し周波数}$$

(42)

とすると  $T=1/F$  を単位とした  $K$  時点における出力波の振幅  $A(k)$  と位相  $\varepsilon^0(k)$  は

$$A(k) = \sum_{n=-\infty}^k a_n e^{-(\pi/Q)(k-n)}$$

$$\varepsilon^0(k) = \frac{\sum_{n=-\infty}^k a_n e^{-(\pi/Q)(k-n)} \left[ \varepsilon^i(n) - \frac{\delta f}{F} (k-n) \right]}{A(k)}$$

$$- \frac{4}{2\pi} \quad (43)$$

で与えられる。これだけの偏差は完全同調をとらぬ限り残るものであり、このタイミング情報を再生中継器の入力からとる方式と出力からとる帰還方式があるが、それによって同調回路の周波数偏差と出力波の偏差の特性が異なって来る。いずれにせよこのタイミング偏差は正しい符号時点の関数と考えられるからフーリエ変換により  $\left(-\frac{1}{2} \sim \frac{1}{2}\right)$  の周波数にわたるスペクトラムが求められ、再生中継系の特性はこの積によって与えられる。その偏差の分散の相加性は一定値と中継数の平方根に比例する部分の和に分かれ、そのスペクトラムも次第に直流分がまして来ることが分った。そして部分再生においてもタイミング偏差は著しく改善されることが分った。また中継部分におけるタイミング偏差の原因としては雑音、前の中継器出力のタイミング偏差が考えられるがマーク符号に対するこの係数も求められる<sup>(72)</sup>。これらビットの同期にたいしフレームとしての同期あるいは通話路の同期の問題がある。この同期方式としては同期信号を別に伝送する方

式と他の符号と同じで同期符号系によって同期をとる方式に分れるが、符号構成について 2,3 研究が行なわれている<sup>(73)(74)</sup>。

## (5) むすび

以上簡単に符号伝送について理論部分の研究状況を紹介した。ただこの解説では回路関係はすべて除外した。それはこの分野に広範な問題を含み別にまとめるのが好ましいと思われるからである。また信頼度についても重要な問題となりつつあり、V. Neuman, Bellman などにより研究されているが、ページ数の関係で割愛した。最後にこの解説に当たり色々資料面で御援助いただいた方々に深く謝意を呈する次第である。<sup>7)</sup>

## 文 献

- (1) J.V. Harrington, R. Rosen and D.A. Spaeth: "Some results on the transmission of pulse over telephone lines", Proc of the Symp. on Information Network, New York (1954).
- (2) A.W. Horton and H.E. Vaughan: "Transmission of digital information over telephone circuits", B.S.T.J. 34, 3, p 511 (1955).
- (3) R.R. Bush and F. Mosteller: "Stochastic models for learning", John Wiley Co., New York (1955).
- (4) H.E. Vaughan: "Research model for time-separation integrated communication", B.S.T.J. 38, 4, p 909 (1959).
- (5) C.E. Shannon and W. Weaver: "The mathematical theory of communication", Univ. of Illinois (1949).
- (6) R.W. Sittler: "System analysis of discrete Markov process", Trans. I.R.E. CT-3, (1956).
- (7) H.A. Helm: "The Z transformation", B.S.T.J. 38, 1, p 117 (1959).
- (8) S. Mason: "Properties of signal flow graph", I.R.E. 41, p 1144 (1953).
- (9) 染谷 勲: "波形伝送", 修教社 (昭 24).
- (10) E.T. Whittaker: "On the function which are represented by the expansion's of the interpolation theory", Proc. Royal Soc. Edinburgh, 35, p 181 (1915).
- (11) A.L. Cauchy: "Memoire sur diverses formules de analyse", Comptes Rend. Paris, 15, p 284 (1841).
- (12) J.L. Yen: "On the non-uniform sampling of band-limited signals", Trans. I.R.E. CT-3, p 251 (1956).
- (13) N. Levinson: "Gap and density theorems", American Math. Soc. Colloquim, New York, 26, (1940).
- (14) H.J. Landau: "On the recovery of a band-limited signal after instantaneous companding and subsequent band limiting", B.S.T.J. p 351 (1960).
- (15) D.A. Linden and N.M. Abramson: A general-



- zation of the sampling theorem", *Inf. & Control*, **3**, p 26 (1960).
- (16) F.E. Bond and C.R. Cahn: "On sampling the zeros of bandwidth limited signals", *Trans. I.R.E. IT-4*, **3**, p 110 (1956).
- (17) 未発表
- (18) P. Elias: "Coding for noisy channels", *I.R.E. Conv. Rec.* pt. 4, p 37 (1955).
- (19) P. Elias: "Coding for two noisy channels", *Proc. of the London Symposium on Information Theory*, London (1955).
- (20) C.E. Shannon: "Certain results in coding theorem for noisy channels", *Inf. & Control*, **1**, p 6 (1957).
- (21) A. Feinstein: "A new basic theorem of information theory", *Trans. I.R.E. PGIT*, p 2, (1954)
- (22) A. Founstein: "Foundations of information theory", McGraw Hill Co, New York (1958).
- (23) MacMillan 未発表
- (24) 室賀三郎: "On the capacity of a discrete channel I", *Jour. Phys. Soc. Japan*, **8**, p 484 (1953).
- (25) E.N. Gilbert: "Capacity of a burst-noise channel", *B.S.T.J.* **39**, 5, p 1253 (1960).
- (26) S.S.L. Chang: "Theory of information feedback systems", *Trans. I.R.E. PGIT*, p 29 (1956).
- (27) R.M. Fano: "Transmission of information", *Research Lab. of Electronics, MIT Tech. Rep. No. 65* (1949).
- (28) D.A. Huffman: "A method for the construction of minimum redundancy codes", *I.R.E.* **40**, p 1090 (1952).
- (29) E.N. Gilbert and E.F. Moore: "Variable-length binary encoding", *B.S.T.J.* **38**, 4, p 963 (1958).
- (30) R.W. Hamming: "Error detecting and error correcting codes", *B.S.T.J.* **39**, 2, p 147 (1950).
- (31) 池野信一: "等長符号化", *通研成果報告*, 第 418 号 (1953).
- (32) 喜安善市: "誤りの検出可能な符号および誤りの訂正可能な符号について", *通研成果報告* 110 号 (1951).
- (33) M.J.E. Golay: "Binary coding", *Trans. I.R.E. PGIT-4*, p 23 (1954).
- (34) D. Slepian: "A class of binary signaling alphabets", *B.S.T.J.* **35**, p 203 (1956).
- (35) 三谷尚正: "Error detection および correction code について", *電試義* **15**, 5, p 18 (1951)
- (36) 喜安善市: "誤りの訂正出来る符号の理論" *信学会インホームション理論専委資料* (1953).
- (37) D.E. Muller: "Application of Boolean algebra to switching circuits design and error detection", *Trans. I.R.E. EC-3*, p 6 (1954)
- (38) I.S. Reed: "A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme", *Trans. I.R.E. PGIT-4*, p 38 (1954).
- (39) D.E. Muller: "An upper bound for the number of certain error correction codes", *Univ. of Illinois Digital Computer Lab. Internal Report*, No. 58 (1954).
- (40) M. Plotkin: "Binary codes with specified minimum distance", *Univ. of Pennsylvania Moore School of Elect. Eng.* (1951).
- (41) R.C. Bose and D.K. Ray-Chaudhuri: "On a error correcting binary group codes", *Inf. & Control*, **3**, p 68 (1960).
- (42) E.J. McCluskey Jr.: "Error-correcting codes-A linear programming approach", *B.S.T.J.* **38**, 6, p 1485 (1959).
- (43) D.W. Hagelbarger: "Recurrent codes; Easily mechanized burst correcting binary codes", *B.S.T.J.* **38**, 4, p 969 (1959).
- (44) C.B. Feldman and W.R. Bennett: "Bandwidth and transmission performance", *B.S.T.J.* **28**, 3, p 490 (1949).
- (45) Z. Zelonek: "A comparison of transmission systems", *W. Jackson Symp. on Communication Theory*, London (1953).
- (46) L.H. Zetterberg: "A comparison between delta and pulse code modulation", *Ericsson Tech.* **11**, 1, p 95 (1955)
- (47) W.R. Bennett: "Spectra of quantized signals", *B.S.T.J.* **27**, p 446 (1948).
- (48) B.D. Smith: "Instantaneous companding of quantized signals", *B.S.T.J.* **38**, 3, p 653 (1957).
- (49) P.F. Panter and W. Dite: "Quantization distortion in pulse count modulation with uniform spacing of levels", *I.R.E.* **39**, 1, p 44 (1951).
- (50) C.P. Villars: "Réalisation et Performance des codeurs binaires hyperboliques", *Bull. SEV*, **51**, 20, p 978 (1960).
- (51) 星子幸男, 木村和雄, 荒谷孝夫: "符号変調方式の伝送特性", *通研実報* **1**, 2, p 83 (1960).
- (52) 喜安善市: "新しい2進符号について", *東京支部連大* **11** (1951).
- (53) R.L. Carbre: "Video transmission over telephone cable pairs by pulse code modulation", *I.R.E.* p 1546 (1960).
- (54) W.N. Harlow: "Some techniques of pulse code modulation", *Bull. SEV*, **51**, 20, p 978 (1960).
- (55) S.O. Rice: "Mathematical analysis of random noise", *B.S.T.J.* **24**, p 46 (1945).
- (56) S.O. Rice: "Distribution of the duration of fading in radio transmission Gaussian noise model", *B.S.T.J.* **37**, p 581 (1958).
- (57) H. Nyquist: "Certain topics in telegraph transmission theory", *Trans. A.I.E.E.* (1928).
- (58) E.D. Sunde: "Theoretical fundamentals of pulse transmission I. II", *B.S.T.J.* **33**, 3, p 721 (1954).
- (59) 星子幸男, 南敏, 大森喬: "2進符号伝送における伝送ひずみによる誤り率と符号ひずみ特性", *信学誌* **43**, 2, p 146 (1960).
- (60) W.R. Bennett: "Statistics of regenerative digital transmission", *B.S.T.J.* **37**, 6, p 1501 (1958).
- (61) G.F. Montgomery: "A comparison of amplitude and angle modulation for narrow band communication of binary codes message in fluctuation noise", *I.R.E.* **42**, (1954).
- (62) E.D. Sunde: "Ideal binary pulse transmission by AM and FM", *B.S.T.J.* **38**, 6, p 1358 (1959).
- (63) Gumowski: "Transient response in FM", *I.*

- R.E. 42, 5, p 819 (1954).
- (64) L. Shwarzl: "Theorie des Distributios", Paris France, Hermannet Cie (1951).
- (65) N. Wiener: "The extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series", John Wiley & Son, New York (1949).
- (66) L.A. Zadeh and J.R. Ragazinni: "An extension of Wiener's theory of prediction", J.A. Phys. 21, p 645 (1950).
- (67) S. Darlington: "Linear least squares smoothing and prediction with application", B.S.T.J. 37, 5, p 1221 (1958).
- (68) A.G. Bose: "Multiple nonlinear prediction", Quat. Prog. Rep. MIT. Res. Lab. Elect. p 77 (1956).
- (69) A.V. Balakrishnan and R.F. Dreneck: "On optimum nonlinear extrapolation and coding filter", Trans. I.R.E. IT-2 (1956).
- (70) D.V. Meters and D. Middleton: "Modern statistical approaches to reception in communication theory", Trans. I.R.E. PGIT-4, p 119 (1954).
- (71) A. Wald: "Statistical decision functions", John Wiley, New York (1950).
- (72) H.E. Rowe: "Timing in a long chain of regenerative binary repeaters", B.S.T.J. 37, 6, p 1543 (1958).
- (73) O.E. DeLange: "The timing of high speed regenerative repeaters", B.S.T.J. 37, 6, p 1455 (1958).
- (74) E.D. Sunde: "Self timing regenerative repeaters", B.S.T.J. 36, 6, p 891 (1957).
- (75) 出川雄二郎, 金子尚志: "多重 P.C.M における同期方式", 東大符号変調委資料 (昭 33-02).
- (76) 南敏: "2 進符号伝送におけるグループ同調について", 通研研実報 14, p 425 (1960).

UDC 621.39 : 681.142

## 2.2 IDP 方式

正 員 金 田 弘

(日本電気株式会社)

### (1) 概 説

IDP (Integrated Data Processing) は Central Data Processing と同意味に使われ、わが国では集中データ処理といわれている。これはデータを中央に集め、中央において計算処理し、さらに必要あらばその結果を地方に分配する作業組織である。しかし中央におけるデータ処理では在来 の PCS (Punched Card System) があり、また最近になって発達した電子計算機を中心とする EDPS (Electronic Data Processing System) がある。これらはいずれにしてもデータが遠方から伝送または運搬されて与えられるか否かに関係せず、それ自身で PCS, EDPS として論ぜられている。それに反してデータの蒐集と分配については機械によるデータ処理が前提となって特殊な通信形体を要求しているため、このデータの蒐集と分配を IDP といい、中央処理を EDP として、全組織を ADP (Automatic Data Processing) と総称することが、しばしばある。

数字情報を伝えることは電話でも可能であり、ここに集まった情報を処理して種々の結果を導くことはよく行なわれていることであるが、これは IDP といわない。また通信で数字を送り、これを見て算盤で計算しても IDP とはいわない。しかし電信で集められたデータをさん孔テープとし、これよりテープ・カード変換機によってカードに変換し、このカードを PCS の入力として、データ処理を行なえば IDP といわれる。こゝにあるのは機械装置によってデータが運ばれ、また処理されることであり、人間は機械によるその一貫処理の中介者としての存在であって、処理されるまではデータに人為的な判断処理を与えない組織である。

電話でデータを送れば音声の冗長度のために必要以上の経費を必要とするが、これとほぼ同等のデータ量を 50 ボー電信によって送ることができ、この場合電話の約 1/10 の経費で済む。そして情報の伝送始めと終りはすべて機械で、伝送中途に人間は判断介入することができない。処理を機械化することはこのように経費の節約となり、言い換えれば時間の節約すなわち高速化が期待できる。IDP の理念はこのような情報またはデータの処理をできるだけ機械にゆだね、高速

\* Integrated Data Processing Systm. By HIROSHI KANEDA, Member (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo) [資料番号 5096]

に且つ経済的に結果あるいは最終判定の資料を得ることにある。したがって IDP 技術の方向はいかに人手の介入を省くことができ、いかに迅速に結果をもたらすことが、経済的に実現できるかということにある。

電信で冗長度なくしてデータを送れば、成程能率的にデータを遠方に伝えることができる。しかしながら、多くのデータのうちには誤って受信されることもしばしばであろう。これらをただちに機械処理すれば自らその結果に誤りが生じ、意味がなくなるばかりか、かえって損失となる場合すら起こる。これを繰返し伝送して受信側で多数決でデータを使用することにすれば誤りはないが、能率は低下する。それでも電話でデータを送るより経済的であろう。

このような高度の伝送能率を有する印刷電信を用いて、重複してデータを送りながらもデータの蒐集と分配はわが国でも可成り古くから実施され、IDP 技術としてデータ伝送方式が印刷電信技術の発展と共に種々試みられ、研究開発されて来ている。これに反し、データ処理に専ら使われて来た PCS<sup>(1)</sup> は全く国産化されず、専ら外国製品の使用者としての立場を守り続けて来たため、極く最近までデータ処理についてはわが国ではほとんど見るべきものがなかった。ただ電々公社、特に通信研究所にて自動交換、自動料金登算の技術の開発が進められた結果、電話料金の自動計算処理組織すなわち AMA あるいは CAMA が研究されている程度であった。この数年来電子計算機の開発研究がわが国の大学、研究所でいちはやくとり上げられ、その技術は華々しい幾多の成果を収めた<sup>(2)</sup>。以来急激に PCS の国産化を経ずして、EDPS の国産化が促進され、昭和 35 年になって始めて、入出力変換から、伝送処理の一貫した IDP 組織が国産され、一部実施されるところとなった。すなわち日本国有鉄道および近畿日本鉄道で実施された座席予約システム<sup>(3)(4)</sup>は鉄道路線各駅の乗車券売場におけるボタン操作だけで一切人手を介せず、中央における磁気ドラムを予約台帳として指定券の予約と発売が可能となり、予約業務の自動化に成功している。また日本国貨ではカード、紙テープまたは既に接続されたツイストワイヤ装置を入出力媒介として、磁気ドラム、磁気テープをファイル記憶とする大規模な EDPS としての NEAC-2203 電子計算システム<sup>(5)</sup>を量産化し、これらは種々の企業に設置され、順次大がかりな IDP を形成しながら稼働を始めている。同様に大規模な EDPS は各社で製作され<sup>(6)</sup>、富士通信機の FACOM 222、日立の

HITAC 301、東芝の TOSBAC 3100 シリーズなどがある。さらに電々公社の CAMA システム<sup>(7)</sup>は国産のパラメロン技術を駆使して、漸く製造を終わり、近々実用される段階に入ってきた。このように一貫した IDP 組織は漸く国産され、長期にわたる外国製品のれいぞくから脱し、国情に適した統一された思想のもとに実施され、発展して行く趨勢となった。

他方、国外では特に米国の進歩が著しく、データ伝送においては Bell 系に高速度伝送方式が実用され、IBM では PCS、EDPS に関係した各種の高速度データ伝送機を実用化し、商用あるいは軍用に大がかりな IDP の組織が活躍している<sup>(8)</sup>。また EDPS としてもわが国のそれよりさらに進歩した大規模で高速処理のできる超大形汎用電子計算システムが各種計画され、一部完成している。たとえば Philco の S-2000、IBM の 7070、Haneywell の 800 などがある<sup>(9)</sup>。

以下節を追って、入出力データ変換から処理に至る IDP の各段階の進歩のすうせいと現状を記述している。

## (2) IDP の組織と機能

### (a) 座席予約システム

昭和 35 年には国鉄の MARS 1<sup>(10)</sup>、および近畿日本鉄道の ESRC<sup>(11)</sup>が全自動の座席予約システムとして稼働を始めている。これらはいずれも全電子機械的な IDP 組織を構成しているので、こゝでやや詳しく、その機能、構成について述べることにする。

図 1(A) は近畿日本鉄道の予約システムの構成を示している。大阪上本町駅に中央処理装置を置き、大阪市内、名古屋市内および鉄道沿線主要駅に合計 12 個の予約発売 (Agent) 装置を設け、これらから任意に中央装置に問い合わせ、特急券、急行券の予約、発売を行なうことができる。中央には 60 万ビットの記憶容量を有する磁気ドラムが予約台帳として使われ、上下線を含め 1 日約 40 列車の座席が 6 日間にわたって記録でき、指定列車ダイヤの任意区間の乗降車について、予約発売装置のキーセット (図 2) を操作するだけで、正確に全く人手を介せずに、座席の照会、発売、取消などの業務が遂行される。この業務は列車発車日の 6 日前から始められ、発車後終着駅に着くまで続けられ、列車運行中といえども未着駅間の座席が機械的管理されている。図 1(B) および (C) にはその伝送系と中央処理装置の機械構成図を示している。伝送路としては大阪市内および名古屋市内の各エーゼン



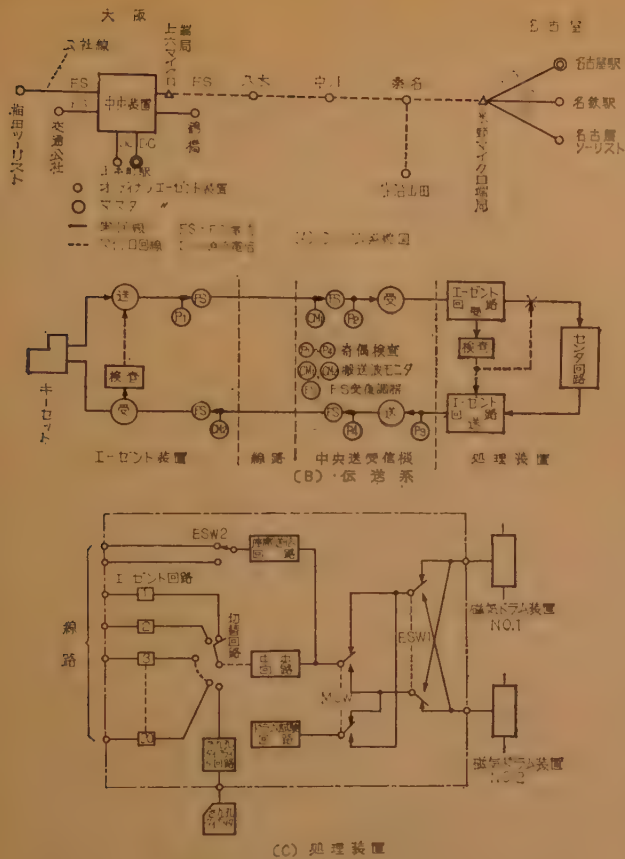


図 1 近畿日本鉄道座席予約システム

図 2 近鉄シートリザベーション  
マスターキーセット

トは有線で結ばれ、大阪、名古屋および宇治山間間は 7000 Mc マイクロ回線が敷設され、他の一般保安および業務電話回線と共に音声周波多重電信回線を重ね合わせて、FS 電信伝送路によって沿線各駅と中央装置が結ばれている。キーセットと中央装置の結合は図

(B) のごとくで、セットされたキーの情報はリレー回路によって走査され、50 ボーの 1 字 5 ビット構成の直列信号として送信される。このデータは随所で奇偶検査を受け、誤伝送が摘発される。データはさらに中央装置に入る前に字数点検をうけ、またキーセットに受信表示される前にセットされたキーと受信信号とで照合点検を受ける。このようにして処理装置への妨害および誤発売が防がれている。処理装置は図 (C) のごとく、20 個のエージェント回路を備え、これらは各エージェントと直結し、磁気ドラムの記憶を用いてデータの送受および蓄積を受持っている。受信蓄積を終了したエージェント回路は順次電子式ファインダで切替えられて中央回路と結合される。中央回路でデータの処理と記録がなされ、エージェント回路に結果が移され、ファインダはつぎのエージェント回路に移る。1 エージェントのデータ伝送時間が往復で約 4 秒であるに対して、処理時間は約 0.1 ないし 0.2 秒で、中央回路 1 回路で十分 20 個のエージェントに応えることができる。またこの切替回路にはテープ読取さん孔タイプが接続され、中央における列車記録の更新、乗客表の印刷などの中央業務を並行して行ないようになっている。台帳としての磁気ドラムは 2 台が

常時運転され、1 台を現用とし、他の 1 台は常に主ドラムの内容が複写され、同一記録が維持されるようになっている。これにより障害時の機能停止を防ぐことができる。図の切替回路 MSW, ESW はいずれも電子スイッチで、前者は試験用、後者は複写用で中央回路のプログラムによって制御される。座席送信回路は一車輛の座席発売状況をエージェントにランプ表示するための回路である。中央回路は 26 種類の基本操作をなす論理回路で構成され、エージェントの接続、ドラムの読出、書込み、複写、各業務の判定、誤点検と試行などの動作を行なう。これらの基本動作は各種の制御鎖 (control chain) を構成し、一連の有機的な業務を遂行する。いわゆるビルトインプログラム方式が採られている。図 3 に一例として、発売業務におけるプログラムのフローチャートを示している。

このシステムはエージェントの符号化、復号より、伝送、中央処理に至るまで、一切トランジスタ化され、中央処理装置は 1 クロックタイムの時間遅延を与える

パルス中継再生増幅器<sup>(7)</sup>を約1500個と約2万個のダイオードを用い、いわゆるダイナミック回路で論理回路を構成している。

システムの運用時間は朝6時～夜23時で、この間、常に移動態勢におくため、定期的な予防保守がエーゼントからドラムに至るまで一貫して実施され、これによって運転以来完

全な100%に近い状態で稼働を続け、またマイクロ回線によるデータ伝送も業務遂行に何らの支障も認められていない、などの貴重な資料、実績が得られている。

#### (b) 汎用電子計算システムによる IDP 組織

キーセットから中央装置まで完全に電氣的に結合され、キー操作以外は一切機械処理される前述の座席予約のようなシステムを実時間処理システムと呼ぶ。しかし一般にはデータはいわゆる機械用語 (Common Language) で記録されたテープあるいはカード等の形で人手で機械相互間に中継される場合が多い。この場合には情報のインプットに対して、処理の結果はただちには得られなく、これをおくれ時間処理システムという。PCS はデータをカードの形とし、このカードを処理するシステムである。したがって PCS を構成する諸機械すなわち照合機、分類機、計算穿孔機などの間ではカードは頻繁に入手を要求する。そしてカードを処理する基本動作は各機器ごとに特有で、人が処理の手順を考えながら、基本処理相互間にデータを運搬せねばならない。しかし電子装置は前述の座席予約の場合の処理におけるごとく、基本処理の手順と判断条件を与えておけば装置内で一貫処理してしまふ。前例では処理のプログラムが機械的に組込まれているが、これを容易に取替可能とし、随意にプログラムの書替により処理の手順、内容を自由に定めることができるようにしたのが汎用電子計算機システムである。こいで

は処理の手段と判断は、磁気ドラムあるいは磁気コアに記憶された内臓プログラムで定められ、多量のデータは磁気テープまたはドラムで中継され、大量のデータのファイルは同様に磁気記憶装置で構成される。PCS ではできない多量のデータの一貫処理と、機械によるファイルメンテナンスが可能となる。一般におくれ時間処理では、データを一括にまとめて、その順序配列を揃えながら逐次処理 (sequential processing) し、実時間処理では、座席予約システムのごとく、随時データの発生ごとに無作為処理 (random processing) する。

図4はこの一例として、汎用電子計算システムを中央処理装置とした IDP 組織の例を示している。データはこの企業の外部活動としての地方支店、販売店および本社で発生し、また内部活動として各工場の管理部より発生する。そして、この内外活動は計算センタで企業活動としてまとめられ、統制される。データは最初にテープさん孔タイプライタその他によって、紙テープまたはカードにさん孔され、機械用語としてこの機械システムに入力される。地方と中央は専用電信回線で結ばれ、多くの場合電信交換を必要とし、地方支店販売店は中央の各管理部と交換接続され、データの受授が行なわれる。この間にはデータの無誤字電信、データの中継交換設備が採用され、一般電報回線とは異なった形体の回線系が形作られている。これらのデータの発生、伝送および中継交換は IDP の主要部をなし、第3章以下に述べている。そして中央の汎用電子計算システムはプログラムの書替えによって、企業経営に必要な財務会計、営業販売、工場管理などの諸資料に集成し、統計し、企業を統制し、また企業活動の指針決定資料を提供することができる。図4の中央計算センタには割込タイプライタによる実時間処理と、紙テープまたはカードを入出力とするおくれ時間処理

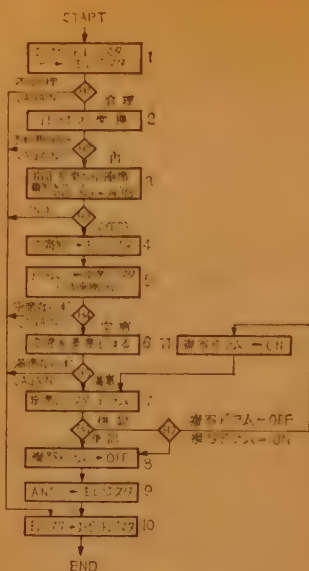


図3 発売業務におけるフローチャート

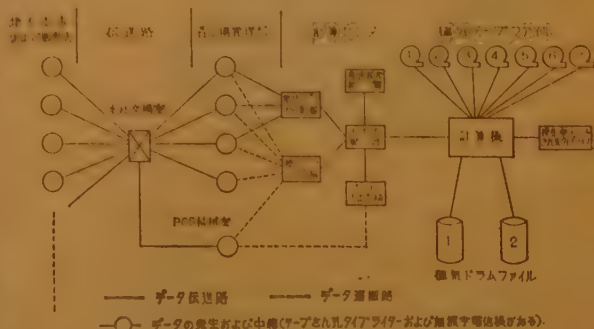


図4 汎用電子計算システムを用いた IDP 組織例

とが同時に併行して行なえる構成となっている。

工場の倉庫管理と工程管理を常時稼働の態勢で実施し、地方支店および販売店からの受註問合わせは電信で工場管理部に送られ、こゝでは割込タイプライタを用いて計算機に問合わせ、製品の進行状況、受註納期などの資料を得ることができる。磁気ドラムには製品の仕様、工程資料などが基準表としてファイルされ、また倉庫の在庫量、設備の稼働余力などが工場の運転に伴って常に更新されながら記録維持されている。個々のデータの発生とそれに伴う処理の結果はその都度磁気テープに記録され、事後の一括処理によって製表され、必要な現場に渡される。このように常時のファイルメンテナンスの行なわれる傍ら、地方または現場から発生したデータは紙テープあるいはカードの形で、各業務ごとに一括処理がなされる。このときは sequential processing が行なわれ、データはまず磁気テープに移され、磁気テープによる分類、また磁気テープのマスタファイルなどを用いて処理され、幾度かテープに中継される間に全処理が完了し、結果は製表され、またはテープ、カードパンチされて出力される。この間のデータの入力および出力は計算機が他の業務の計算処理している間に同時に行なわれる。このようにこの計算システムでは、1) 実時間によるファイルメンテナンス、2) データの入力および出力、3) データの Sequential processing が同時に平行して行なわれ、計算機内では上記順の優先度で高速に時分割処理される。

### (3) 入出力変換と記録コード

#### (a) 原始データの記録と変換

手書きまたはタイプされた原初記録はこのまゝでは容易に機械処理にかけることはできず、機械系で共通に使われ、かつ処理できる形にまずデータを変換しておかねばならない。最も古くから使われる方法は紙テープさん孔とカード穿孔であり、鍵盤とさん孔機を有する変換機である。この場合は大抵打鍵誤りを摘発するため、それぞれの検孔機が併用される。原初データのタイプと同時にさん孔テープまたは穿孔カードを出力する方法があり、特に前者がテープさん孔タイプライタと呼ばれ、IDP に最も広く使用されている。これにより、伝票の作成と同時にさん孔テープと多数の複写伝票が得られ、一度データの発生時にその場所で変換、記録されればその後データの書き写しは全くなくして、作業の遂行とデータの処理がなされ、有効な

情報処理システムを作ることができる。これを One Writing System と呼んでいる。また最近では磁気インクで印字された記録が共通用語として機械処理されるチェックシステムが米国の銀行協会で実用され、IBM では専用のタイプライタまたは印字機で活字印字された記録が機械処理できるようになったと発表している。さらに一般には印刷された文字を機械的に読取り、共通用語に変換するパターン認識の研究、人間の音声言語をただちにタイプ印字する音声タイプの研究は欧米はもとより日本でも続けられているが<sup>(4)</sup>、IDP に使用されるまでには至っていない。この他アナログ量と共通用語との変換を行なうアナログディジタル変換機、タイムスタンプと同時にテープさん孔、などデータの発生と同時に記録、さん孔が自動的に行なわれる変換機が各種用途により、開発され、実用されている。CAMA システムでは自動交換機において、呼の発生、接続、終話時に自動的に発信、着信の電話番号および時間などを交換機のトラヒックに従ってその都度一連の磁気テープに記録し、原始データが自動的に機械用語として作成されている<sup>(5)</sup>。

計算処理装置、伝送装置ではデータは高速度に処理されるため、これらの入出力機として、紙テープ、カードの読取、さん孔機および印字機は高速度化が要求される。表 1 はこれらの入出力装置の性能を示している。

表 1 計算機用入出力機械の性能表

機 種	国 産	海外の最高性能
光電式テープ読取機	200~400 ch/sec	1000ch/sec (Potter, Ferranty)
高速テープさん孔機	50~150 ch/sec	300 ch/sec (Creed)
逐次式プリンタ	10 ch/sec	100 ch/sec (Creed)
カード読取機	200~500 cards/min	2000 cards/min (Philco)
カード穿孔機	100~250 cards/min	250 cards/min (IBM)
ライン・プリンタ(機械式)	200~500 line/min	1000 line/min (Anelex, Shepard)
“(電子記録式)”		7000 line/sec (Stromberg-Carlson)

#### (b) テープさん孔タイプライタ

One Writing System として使用される。テープさん孔タイプライタはわが国では印刷電信機の発展として多数実用されている<sup>(1)</sup>。図 5 は新興製作所で製造さ



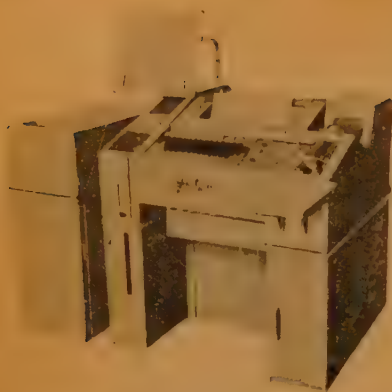
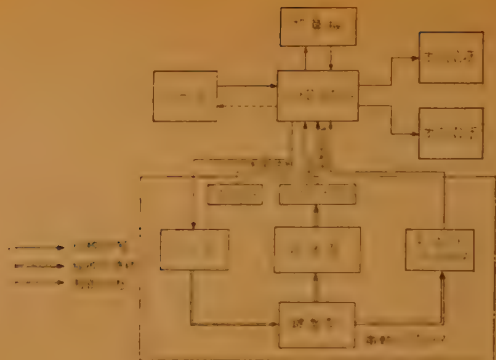


図 5 Genetyper

れているゼネタイパーを一例として掲げている。

外国ではタイプライタから発展したものが多く用いられ、その代表が Flexo-writer であって、卓上形をなしている。わが国でも最近この技術が開発され、国産化されるようになった<sup>(1)</sup>。両者は発展母体が異なるため、使用法、取扱に相異はあるが、いずれも事務用途の伝票作成が容易になるごとく改善され、機械的なプログラム制御によって操作者は必要なデータの打鍵だけで、自動的に伝票の印字形式が制御され、また計算処理に必要な制御コードかテープさん孔されるようになっている。またデータは発生記録と同時に若干の計算記録が必要とされる場合が多く、電動加算機あるいは電動計算機がプログラムデータによって打鍵と同時に連動し、One Writing System がさらに有効となるように発展している。図 6 はこのようなテープさん孔タイプライタの回路構成を示している。わが国では電動計算機工業は PCS 機械工業と同様に発達していないので、この種機械として Frieden の Computyper、ナショナル金銭登録機の会計機などが専ら使われたが、電子工業の発展はこの種計算機、加算機を電子化して図のごとく、電動タイプライタを中心として、テープ読取機、さん孔機および加算機が制御リレー

図 6 加算機付テープさん孔  
タイプライタ回路

で結合され、有機的に計算、記録するさん孔タイプライタとして実用化されるようになって来た。このような低速で、安価、小形計算機にはトランジスタの他にパラメトロンも極めて有効な役割を占めている。

### (c) コード

機械用語は IDP の全システムで統一され、一貫していなければ、随時コード変換機を使用せねばならない。このコードは一般の電報通信と同様に厳重に規

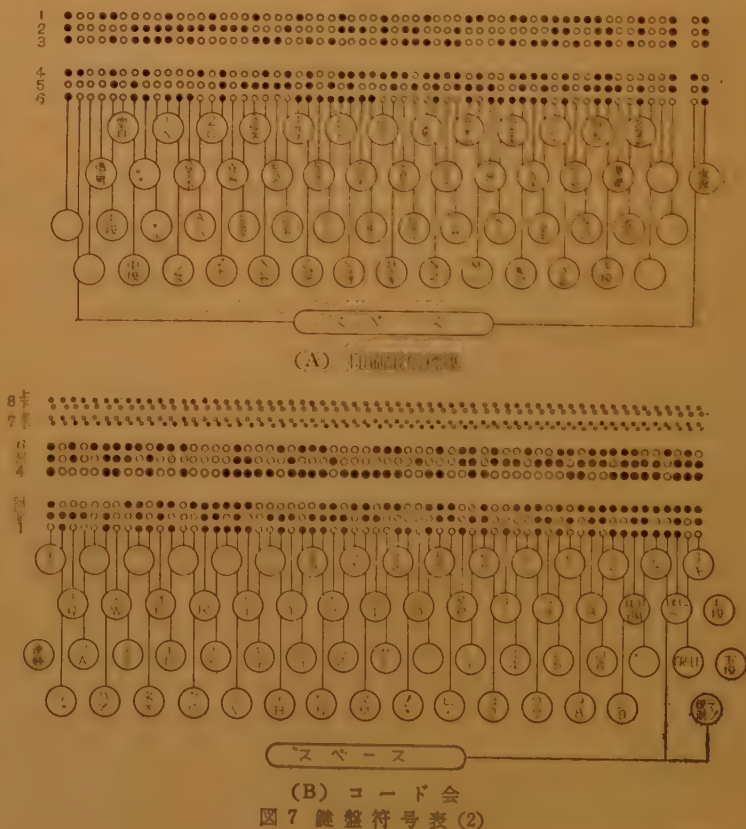


図 7 鍵盤符号表 (2)

制する必要はないであろうが、機器の製造、システム相互間の融通性から、やはり統一されている方が望ましい。また、さん孔タイプライタの鍵盤配列もパンチの熟練によって高速化を期待しているので、統一が望まれる。電々公社の電信コードと鍵盤は統一され、最近図7(a)に示す構成がJIS化される運びとなっている。現在計算機メーカおよび使用者によって種々のコードが使用されているが、同図(b)にコード会の推奨するコードを掲げている。なお欧米では一般に5単位コードが電信に使われ、6ないし8単位コードもIDPに使用されているが、わが国では仮名文字を余分に含むため古くから6単位が普及しており、最近になって8単位の電信機器が開発されるようになった。

一方、カードは米国において、PCSがHollerithおよびPowersによって創始されて以来、現在のIBMおよびRRにて受継がれ、発展された関係上、カードまたはコードはそれぞれの名称と呼ばれ、この

2種が専ら使われている。図8にはこれらのコードおよびそれに仮名文字を入れた日本電気のNEACシステムコード<sup>(11)</sup>を示している。

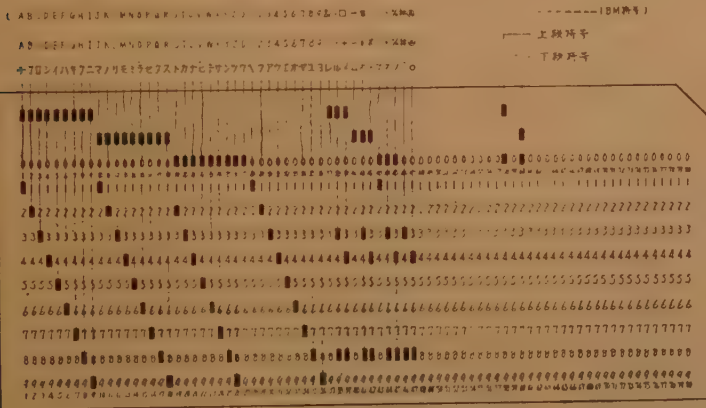
#### (4) 伝送誤りの点検と訂正

データの伝送は機械装置によって終端され、情報は機械用語で送受される。機械用語は一般に音声などと異って冗長度が少なく、高能率伝送が可能なが実用される。テープあるいはカードのコードはその1ビットが相異しても全く別の情報となる。一方、伝送路はリレーインパルス、雷、リレーの不規則動作、多重伝送路の過負荷、マイクロホニック雑音などの妨害雑音から完全に開放されることは不可能であり、伝送路の接触不良による時々断、あるいは無線回線のフェージングによるDrop Out 雑音等と共に、設備費、保守経費との経済的な均衡によって敷設され維持されている。現在の電々公社の電信回線も各構成機器の誤字率

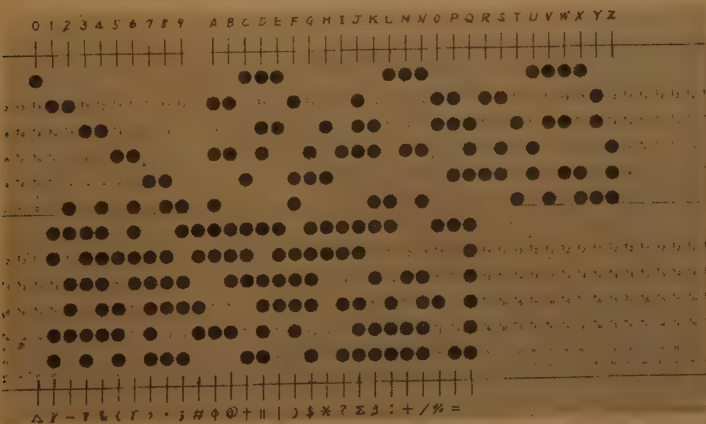
が $10^{-5} \sim 10^{-6}$ の規準で設計されているにもかかわらず、回線としてはしばしば $10^{-4}$ の誤字率またはそれ以上の値を呈することがある。大体専用電信回線では $10^{-5}$ ないし $10^{-4}$ を確保するごとく保守されている。しかしIDPにおけるデータの伝送量は一般に非常に大きく、容易に1日 $10^5$ 程度の字数伝送を要求する。したがって誤りの点検と訂正は不可欠となってくる。

##### (a) 誤りの検出

最も原始的にはデータを2度受信し、その合致による検出方法、また一連のデータの総和を最後に送信し、受信側で再び総和を計算し、その合致による検出方法などが用いられたが、人手処理の繁雑さは自然に機械自身による誤り訂正の方法を発展させた。受信されたデータを自動的に返送して、送信側で原データと照合する返送検出方式、パリティビットの追加による自動点検符号の採用である。前者は簡単な機械装置で可能なため、現在自動検出装置として最も広くIDPに使用されている。沖



(A) IBM, NEAC カード符号表



(B) R.R. カード符号表

図8 カードコード表

の A 形検出装置, 新興の SL-3M 無誤字電信機などがある<sup>(1)</sup>。後者のパリティ点検は伝送路の雑音妨害に対しては余り有効でなく, 単独では使われていないが, 前述の座席予約システムにおけるごとく, 桁数点検の加味, または水平, 垂直両パリティの使用による群チェック方式として有効に使用されている。電々公社の IDP に使われている調 33 号 N-1 形 A 無誤字電信機<sup>(12)</sup> および米国 ウェスタンユニオンの電信回線に最も広く使用されている EDIT<sup>(13)</sup> がこの方式を採用している。また国際電信回線に使われる定マーク方式を採用している装置に電々公社の調 33 号 N-1 形 B<sup>(12)</sup> および IBM の Card Transceiver<sup>(14)</sup> がある。これらはいずれも常時は片方向の伝送路を用いて伝送するけれども, 誤りが検出されると受信側より送信停止の制御信号が送られ送信が停止する。以後人手により送信側のテープまたはカードはデータ群の初めまで後退して再送されねばならない。受信テープは取消コードがさん孔され, 以降の機械処理では無効となる。

#### (b) 誤りの自動訂正

以上はいずれにしても人手による訂正処理が行なわれ, 装置によってはこのとき, 誤操作によって誤さん孔を残すことすらあるので, 自動訂正が要望される。また電信回線は一般に片方向通信が多く, 相互交信を必要としない場合が多い。データ伝送も同様にデータは一方に流れて行く。したがって誤り発見と同時に誤りの訂正が可能でコードとして, ハミングコード<sup>(15)</sup>, レカレントコード<sup>(16)(17)</sup>などの採用が研究されている<sup>(17)</sup>が, 回線のじょう乱, 時々断の長さが不確定であり, 訂正コードの長さが決定し難く, またデータ消失の問題などがあり, 早急には採用され難い。



図 9 ET-2 形無誤字電信装置

国際電信回線では古くから Van Durren 方式による定マークコードを用いた自動再送要求 (ARQ) 方式が使われているが, この方式を基本として IDP 用無誤字電信装置 (図 9) が自動訂正装置として実用されている。これは 6 単位コード (2<sup>6</sup>) を 4 マーク, 4 スペースの 8 単位コード (2<sup>8</sup>) に変換して送信し,

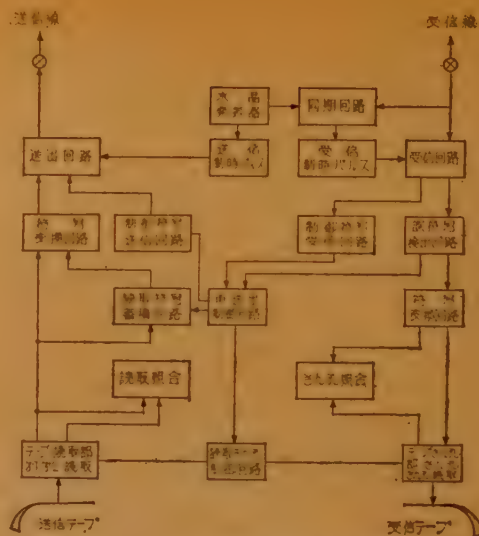


図 10(A) ET-2 形無誤字電信装置系統図

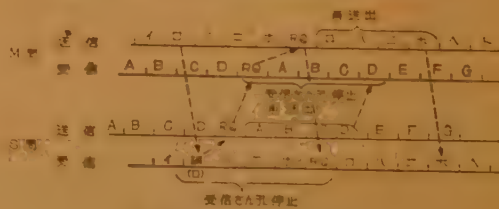


図 10(B) 誤字訂正動作

受信側は受信コードのマーク数が 4 であることを検出した上で再び 6 単位の原符号に変換するもので, 受信側に誤りが検出されれば自動的に再送を要求して誤受信コードの訂正を行なう方式である。この定マーク方式の誤字検出能力は誤字率  $10^{-4}$  の回線を理論的に  $10^{-7}$  に向上させる。日本電気の ET-2 形無誤字電信装置はこの方式を採用したもので, 図 10 にその構成を示す。回線は 2 つの局の間に構成され, 2 局相互間に交換される情報は互に全く独立したものであるが, 同期は 2 局が 1 つの系として保たれ, 水晶発振器および自動位相調整を用いた独立同期方式がこれに使用される。図 10(B) は誤りが S 局で検出された場合の訂正動作を示す。これはつぎの基本動作によって行なわれる。誤を検出した場合再送要求符号 (RQ) を送信に割込ませ, 誤に続く 4 文字の受信を無効にし, RQ を受けた場合すでに送出した 4 文字を再送出する。さらに誤を検出した場合の動作と RQ を検出した場合の動作を全く同じにする。したがって誤を検出した側は RQ を送るとこれに続いて 4 文字を再送出し, S 局から M 局に送られる情報に対しても誤が発生したかのとき



動作が行なわれる。これは RQ 符号が誤って M 局に受信される場合が考慮されているためである。4 文字を再送出する場合、送信側のテープ読取機は一時停止し、電子的に蓄積された 4 文字が再送出される。また受信テープには誤がさん孔されないため、訂正さん孔等が行なわれず送信テープと同一の形でテープが受信複製されるものである。また独立同期方式が用いられており、電信伝送コードのスタート・ストップ信号を必要とせず、8 単位にもかかわらず通信速度の低下は無く、回線は完全な Full Duplex であるため、伝送路の伝送能率を全く低下させていない。交換回線としても使用できるように発振局より相手局を自動起動させ、無誤字回線を自動的に構成するごとくデータコードの位相も自動調整される。

### (5) データ伝送

数年前まではディジタルデータの伝送といえば電信に限られていたが、IDP の発展に伴い、これらの情報を正しく早く遠隔地に伝送することが要求された。この要求は現用の電信伝送とはことなるため、1959 年 CCITT<sup>(22)</sup> でも新しい通信方式として第 43 作業部会を新設した。CCITT の定義によれば「データ伝送とは機械によって処理される、あるいは処理されるべき情報の伝送」である。このようなデータ伝送としてはまず高度の信頼度が要求され、符号パルスの誤り率は現用電信回線より 2 ないし 3 桁高い  $10^{-7}$  以下となるが、一方データ伝送の要求として伝送速度が可及的に速いことがある。これは前記誤り率と互に相反する要求条件であるため、伝送速度は、信頼度、費用等の点より考えてもっとも妥当な点を選定しなければならない。以上の点より種々の通信方式が考えられるが、さらに大きな問題はデータ伝送のための伝送路として現用の電信・電話回線網を使用せねばならないことである。すなわちデータ伝送の問題とは、現用の電信・電話回線網をいかにデータ伝送のために使用するかである。元来、電話回線は音声の伝送のために設計されたものであり、ディジタル、データの伝送には必ずしも適した方式とは言い難いが、現在のように広範囲に発達した回線網を見ると、これが利用を無視することはできない。電話回線には専用回線と交換回線の 2 種があり、専用回線は交換機雑音のようなインパルス雑音が入ることもなく、また回線が一定でかつ選択できるので比較的安定な伝送路が得られ、高速度伝送ができるが、交換回線は上記インパルス雑音の間

題、回線が任意に構成されることによりくる回線特性の変動の問題があるので、伝送速度、通信方式は制限される。以上のごとく、IDP のためのデータ伝送は、一に信頼度を重視して現存の回線網を考慮の上、通信方式、伝送速度等が決定されねばならず誤り率に対しても経済的な線を見出し、前述の無誤字伝送技術に引継がねばならない。IDP のためのデータ伝送路として現存の 50 ボー電信回線を使用する方式、電話 1 回線を使用して高速度伝送を行なう方式の二つに大別することができるので以下それぞれ分けて述べる。

#### (a) 50 ボー搬送電信

現存の電信回線は CCITT 規格で設計され、外国では 50 ボーの他に 75 ボーが 20~30% 使用されているが、わが国では一部 35 ボーが使われるが専ら 50 ボー一方式で設計されている。電信回線の S/N、レベル変動に対しては、FM、PM 等の復流方式\*が AM より優れているが、周波数および位相変動については、後者の方が安定であることはよく知られている。以上の点を考慮して現在まで国内の電信回線はほとんど AM 方式で実施されて来た。特に昭和 31 年開発された VT 24 形搬信装置<sup>(24)(25)</sup>は音声電話 1 回線に 24~18 の 50 ボー電信回線を構成するもので、AM 方式の決定版とも言われる程、特性がよくまた安定で、現在国内の主幹線はほとんどこの形の装置で実施されている。一方搬送電信装置のトランジスタ化については昭和 32 年以来調査研究が進められ、特に変調方式として AM 方式か FM 方式かについて検討がなされた。その結果

- (1) FM 方式は復流方式であるため必要でないが、AM 方式は単流であるため、安定な DC AMP を必要とし、元来温度によって特性の変わり易いトランジスタを使用するに際して、AM 方式を決定的に不利にしている。
- (2) FM 方式は周波数変動に弱い、通信路発振器は技術的に解決することができ、電信回線を適用する搬送式多重電話回線の同期偏差も、最近の電話装置はすべて、CCITT 規格で設計されているため、FM 方式の伝送品質をほとんど低下させなく、必要あらば容易に AFC 装置

\* 電信では正負の両極性の電池を用いて、正負電流を線路に流す方式すなわち復流方式が、単一極性を用いた単流方式よりバイアスひずみの点で實用されている。搬送電信では FM PM が中心周波数に対して、正負の直流として変換されるので、これを復流方式と呼び AM を単流方式といっている。

を付加することができる。

- (3) FM方式は通信路の時々断監視が容易にできるから、IDPの実施上有利で、かつレベル変動、雑音に強いので安定である。

という結論を得、図11のごとき電々公社48CH実装のTR搬信装置<sup>(27)</sup>を昭和35年6月完成した。本装置はCCITTの勧告に基づいたFM方式で、1140~2460 c/sまでの12CHを基礎群に選り、2280 c/s 4560 c/sを、群搬送波として3群構成により、24CHを構成するものであり、特に従来搬送電信装置における唯一の機械部品であり、保守を煩わしていた有極リレーをトランジスタのスイッチング特性を利用した電子リレー<sup>(28)</sup>に置換した等多くの特徴を有している。また構造的にはトランジスタ、超小形部品の採用により一架上AFcを含めて48CH収容しており、特にトランジスタ等の温度に敏感な部品を使用しているため、装置内温度上昇を下げる等、種々の工夫がなされた。

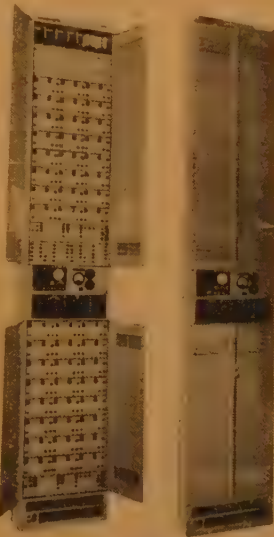


図11 調34号TR搬信  
端局装置

上記のごとくで、

VT24形搬信装置と比較して電子リレーの採用、電信ひずみの減少、消費電力は約1/4、床面積は1/2の改善等により、多区間中継はもとより保守経費の節減に大いなる効果を上げ、IDPの伝送路としても安定かつ経済的なものである。目下、東京一大阪間で現場試験中であり、来年度よりはAM方式に代わって実施されるので、近い将来、国内の主幹線はFS方式になると考えられる。なお、この他にトランジスタFS技術を使用したローカル搬信<sup>(29)</sup>、電話回線を電信電話の同時通信回線とする二重通信装置<sup>(30)</sup>等、また長距離電信回線を安定化する目的で、再生中継器<sup>(31)</sup>等がIDPのために広く利用されている。この他に外国では文献<sup>(32)~(36)</sup>等にも示した全トランジスタ化した装置がある。

#### (b) 高速度伝送

従来の電信はモールス通信から発達し、オペレータ

の打鍵速度と通信速度がほぼ合致して交信できる速度である。これに対してIDPでは人間の速度能力に拘泥することなく、機械処理のできる経済的な最高能力の速度を選ぶべきである。1回線当り50ボーで音声電話1回線に18~24CHを適用する従来の方式では、単位時間の通信ビット数は900~1200ビットとなるが、これに対し電話回線の全帯域を使用して高速度通信を行なえば、同じ電話回線で、1500~2000ビット以上の速度が可能と考えられる。このことは、単位時間当りのデータ伝送経費を約1割ですますことであり、しかもADPシステムの常に要求する機械処理の高速度化に完全に合致している。しかしこの1500~2000ビットの速度はShannon等の理論的な通信速度よりはるかに低いにもかかわらず、実用にあたってはさらに多くの制約を受けねばならない。すなわち電話伝送路は音声通信を処理するように設計されており、コンパンダやエコ・サプレッサ等の音声や人間の耳の特性を利用した経済化がはかられている面があるが、データ伝送には、これらの特徴はむしろ害となって表われる。しかもデータ伝送の立場からは電話回線に妨害をあたえず、かつ専用回線として使用する場合は、これらの欠点を補う補償回路網の付加により、また交換回線として使用する場合は、多くの種類の電話伝送路が任意に使用されることを考え、帯域をできるだけ有効に利用する以外に方法はない。電話伝送路がデータ伝送上に影響をあたえるものとして、①振幅周波数特性、②包絡線遅延ひずみ一周波数特性、③残留損失変動、④周波数変動、⑤位相変動、⑥雑音、⑦時々断等がある。特に雑音は問題である。アメリカでは1955年以来種々の電話回線のデータ伝送路としての適応性<sup>(37)~(39)</sup>について、AM、FM、PM、時分割等の種々の方式を使用して大規模な調査が行なわれ、表2のごとき結果が得られた。その結果に基づき、軍用として1300~1600ビットのAM-VSB方

表2 変調方式の性能比較

伝送方式	ピーク パワー (dB)	位相ひ ずみ (ms)	1000 c/s 帯域 の bit/sec (S/N 25 dB)	電話回線による 最大 bit/sec (300~2800 c/s)
広帯域 V.S.B.	+6	±0.4	1,000	1,600
広帯域 B.S.B.	0	±0.55	700	800~1,400
広帯域 F.S.	-7	±0.5	650	750~1,200
43A1 (F.S.) 搬 信	-10 (12 CH)	±5	450 (6 CH)	1,100 (15 CH.)



式<sup>(40)~(42)</sup>が使用されたが、現在無線回線用としては、FM<sup>(43)</sup>方式に移りつつあり、また IDP 用としては Dataphone なる商品名の下に交換回線で 600 ビット、専用回線で 750 ビット、特殊専用回線で 1000 ビットの FM<sup>(44)~(46)</sup>方式が実用化されている。国内においても、1957 年以来通研等において電話回線の調査、理論研究<sup>(47)~(50)</sup>がなされているが、現段階では電話伝送路のデジタル伝送としての限界を究明することに主力がおかれている。その報告によると、専用回線を使用した実験では、AM-BSB により  $\pm 3$  dB のレベル変動を許容したとき、1750 ビットまでの通信が可能であり、誤りのほとんどは時々断であったとされているが、交換回線についての調査はまだ実施されていない。しかし Bell の研究結果<sup>(37)~(39)</sup>はある程度、国内の IDP 用高速度伝送方式にも適用でき、FM または PM の復流方式が最も適していると考えられる。これらの一般的な記述は既に本誌<sup>(51)</sup>に報告されているので割愛するが、特に IDP 回線に適し一部実用化されている FM 方式についてのみ述べる。音声周波数帯域において高速度 FM 方式を実施する場合、搬送周波数と偏移幅の比が  $\frac{1}{2}$  となるため、発振変調、復調共に問題がある。特に復調方式は一般に使用されている振幅制限一周波数弁別方式は使用できず、(1) 超可聴周波数帯域において変復調操作を行ない、音声周波数帯域に変換して線路に接続する副搬送波方式、(2) 零交叉検波による復調方式等が使用されている。(1) 方式で実用化している W.U.<sup>(52)</sup>では、7.5 kc の搬送波を  $\pm 400$  c/s 偏移し、8.5 kc で変調して、600~1400 c/s を得、1000 ビット伝送を特性ひずみ 2~3% で実現している。わが国でもこの方法で、2000 ビットまでの高速度符号伝送装置が試作されている。なお通研<sup>(53)</sup>では、変調方式にビット周波数とマーク、スペース 2 周波の位相を合わせた周波切換方式を、復調方式に零交叉検波による周波数弁別方式を使用した高速度 FM 方式を試験している。すなわち通信速度 1000 ビットのときには、 $f_1$  を 1000 c/s、 $f_2$  を 2000 c/s に選定している。Bell の FM Digital Subset<sup>(45)</sup>は、ビット同期はとらないが、零交叉検波方式を使用している。すなわち  $f_1$  を 1100 c/s、 $f_2$  を 1900 c/s として 750~1000 ビット通信を実施し、特に注目すべき点は、Digital 回路技術を用いた簡易な変復調器を実現していることで、変調器は図 12 (A) に示すごとく一種の無安定形マルチバイブレータ回路を使用して直線変調特性を得、これによって

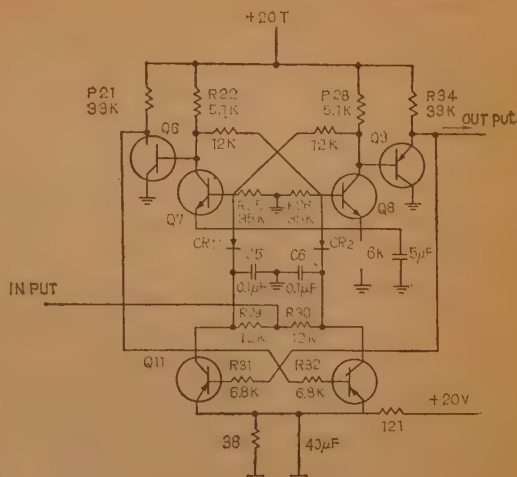


図 12 (A) FM 変調回路

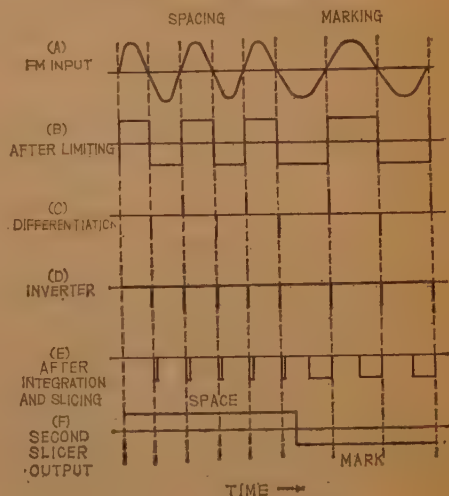


図 12 (B) 復調回路各部波形

零交叉検波を可能にし、図 12 (B) のごとく微分と不安定マルチバイブレータ回路を用いて検波している。

## (6) データ中継交換

電話と比較した場合、電信の特異性としてつぎのような点がある。すなわちテープあるいはカードなどを記録媒体として仲介することにより記録蓄積が可能である。また、特にデータ伝送のような場合は一方向通信であることも特徴で、座席予約システムのごとく実時間処理の場合を除いて一般には相互通信は、あまり必要ではない。現在わが国では日本電信電話公社で公衆電信回線の全国網を自動中継機械化すべく着々と工事が進められているが、これは TX-3 形、TX-4 形



と称しテープを媒体とした蓄積交換方式がとられている。これに対し、加入電信の方は直接交換方式がとられており、これは相互通信を必要とするためである。さらに専用回線においても近時急激に中継交換化が進められており、日本通運（黒沢製）、日本航空（新興製）などで既に実施されている。大体 IDP の交換も一般通信の場合と方式の上ではさほど大きな相異はないと考えられる。

#### (a) 電信交換の各種方式

日本電信電話公社で実施されている全自動式中継交換方式（図 13）は、各加入局には宛局符号を与えておき、さん孔テープの電信文の前にその宛局符号を付加しておく。各加入局はすべて集中局に接続され集中局において加入局からの通信を受信さん孔機（RP）でテープさん孔し、そのテープは局内送信機（IT）にかかり宛局符号を機械的に読みとりマーカ（M）にその指示を与えて交換機を自動的に選択接続せしめる。

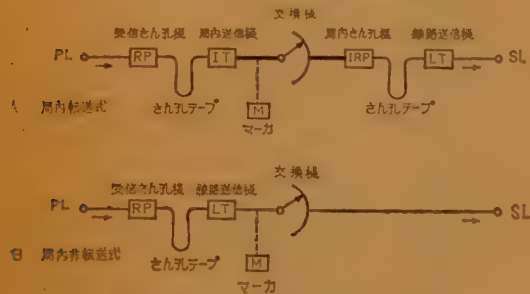


図 13 全自動式中継交換方式ブロック図

局内転送方式の場合は宛局に対応する送信席の局内さん孔機（IRP）にテープ転送され、線路送信機（LT）で宛局（加入局）に送出する。軽負荷回線の場合には局内非転送方式で、局内送信機のかわりにただちに線路送信機（LT）により宛局に送出する。日本電信電話公社の TX-4 形は、この局内転送方式のもので局内転送時は回線通信速度の2倍で処理されるようになっており、重負荷回線に適している。TX-3 形は局内非転送方式との混合で回線負荷の軽重に応じ非転送、転送式に区別され宛局符号の選択により自動的に切換えられるようになっている<sup>(19)</sup>。

本方式は回線数も多くトラフィックも多い場合に適用される理想的な方式で、米国の Plan 55-A（WESTERN UNION 社）も同様の方式である<sup>(20)(21)</sup>。

その他国際電信電話で実施されている MXD 方式（前図の IT から IRP に至る部分を略し、気送管等によるテープ移送方式にしたもの）や、プッシュボタ

ン方式（日本通運で採用されている方式で、宛局符号をオペレータが読み、対応するボタンを押すことにより交換接続がなされる）および STAX 方式（純機械的交換方式で、新興製作所で研究開発され日本航空で実施されている）等があるが、いずれも比較的回線数の少ない場合に適用されるものである。

米国 FTL で開発されたものに電子式の STRAD 方式がある<sup>(22)</sup>。本方式は蓄積媒体に磁気ドラムおよび磁気テープを使用するもので、交換所要時分が短縮される。この他オランダの Phillips 社のものに配信席のみ電子化し磁気コアを用いたプッシュボタン方式のものがある。

#### (b) IDP 回線の交換

一般にデータ伝送の場合は発信局から同一宛局へ送るデータは時間的に集積されて長い通信となること、および時日的に相互交換通数が平均配分されず、集中して一方通信が多くなることが予想される。さらにデータ伝送には伝送資料の紛失防止を計ることはもちろん、特に一般通信よりも高度の正確さが要求される。したがって無誤字通信方式をとる必要があるが、その方式の種別により回線方式、さらには交換方式の適応性が問題となる。たとえば片方向通信をなす Simplex 回線では自動訂正コードを用いる方式以外適用できず、一般に両方向同時通信の可能な Full-Duplex 回線が使われねばならないにもかかわらず、返送点検方式は自ずと Half-Duplex 回線となり、群点検方式は完全とはいえないが、自動再送要求訂正方式は完全な Full-Duplex を構成できる。交換方式を実施するためにも交換接続に使用する呼出・確認符号等の応答が必要であり、このため Full Duplex 回線方式が取られねばならない。

つぎに通信速度は現在 36 ボー、50 ボー（46 ボー程度もある）の2種が混用されているが、もちろん交換網内は同一速度に統一することが必要である。しかし将来は通信速度の向上（200 ボー、1000 ボー等）と共に媒体も紙テープ以外に磁気テープ等も使われることが予想され、主要中継回線は高速化されることも考えられるので記録媒体の変遷および無誤字電信方式の採用と共に IDP 用として特殊機能の交換方式が要求されることになる。

中継交換を実施するにあたり運用上考慮すべき重要な点がある。すなわち一般にはデータ伝送の場合は送り側も受側も紙テープでよい場合が多いが、当然業務連絡も必要であり、これに印字方式、音声の連絡方式

等いずれをとるかは交換方式および関連機器に影響が大きい。さらに割込通信および交換接続の優先性を必要とする場合が多く、本格的な IDP 用中継交換方式および装置は今後の研究開発にまつ点が多い。

## (7) 処 理

処理機構に計数形電子計算機を使用する EDPS は近年急激な進歩を示しているが、PCS が普及してから久しい。19 世紀末 Hollerith により考案され、1936 年 405 形会計機の完成に至った PCS は会計経理用の事務機械として完成の域に達し、さらに 1948 年 IBM の 604 形電子管式計算穿孔機、1951 年の RR の UNIVAC 60 と 120 電子管式計算穿孔機完成は経営管理事務の要具として PCS の利用価値を高め現在にいたっている。

しかし速度の限界、カードの形で行なわれるファイル、分離された単能機械相互間のカードの人手処理等は総合データ処理機構としては充分なものではない。IDP という言葉が自動的あるいは半自動的な情報の流れ、操作、編成および分析を指すものとして使用されるならば、PCS は IDP として充分な構成を提供し得るものではない。

1945 年 Newmann によってプログラム記憶方式が発表され、これに基づいて 1949 年ペンシルバニア大学に EDVAC が最初の万能形電子計算機として完成した。この電子計算機は EDPS を構成する処理装置として急激な進歩をとげて来ている。EDPS による IDP の構成は第一に電子計算機の持つプログラム内蔵の機能による。これは高速正確な理論的判断機能と大容量の高速 random access 記憶によるものである。第 2 に磁気テープ、磁気ドラム、磁気ディスク等の形で種々の目的に応じた極めて大規模な生きたファイルを持ちうることによっている。これらは IDP の自動的な運営を可能にし、IDP をはるかに有意義にし得るものである。ここでは第一のプログラム内蔵の電子計算機については触れず、第 2 の記憶とデータ処理の媒体の問題およびさらに一貫システムとしての EDP 組織の問題について述べることにする。なお、これらについては多くの文献と研究発表があるので、これらの参照を省いた。

### (a) 記憶媒体としての磁気記憶

IDP においては情報は一つの共通語で取扱われる。ファイルの記憶媒体としては事務用紙、紙テープ、パンチカード、磁気テープ、磁気ディスク等多種多様あ

るが、事務用紙は紙に印刷されたものを直接に読む比較的新しい技術を除けば電子計算機で処理し得る共通語とは言い難い。この点パンチカードは事務用紙に較べて優れているが、自動的に活動させることがほとんど不可能で処理速度が遅いなど、電子的に処理するファイルとしては致命的な欠点を持っている。さらに保存するファイルとしてもかさばって、高価である等多くの欠点がある。磁気テープ、磁気ディスク等はこれらカードの持つ欠点を補い記録媒体として最も有望なものとして広く使用されるようになった。

記録あるいは記憶としてのファイルは大体 2 種類に分けられ、磁気テープのごとく大量のデータが記憶されるが、データはその端から順次処理されて行く性質のものと、磁気ドラムあるいはディスクのごとく、無作為的にデータが引き出され処理されるものである。前者ではデータははじめには乱雑に記録されているが、これをファイルとするために分類作業の過程を必要とし、一応分類記録されるとその順序にしたがって能率的なデータ処理が可能となる。すなわち sequential processing であり、データはまとめて一括処理される場合が多い。

後者では座席予約システムのごとく、random processing が可能で、real time processing のファイルとしては不可欠である。そして、この random accessing の記憶容量が大きければ、それだけ大形の計算処理が一貫して実施できる秀れた点があるが、一般に高価で容量に制限がある。表 3 は sequential file と random access file を比較している。この表からもカードはもはや磁気記憶に匹敵し得るものでないことが明確である。なお本表において磁気テープは書替が可能で記憶の変更ができ、使用頻度に対する耐久性もカードに比し 100 倍程度優れていることを考えれば、磁気テープ記憶の費用はさらに 2 桁安価に考えることも可能である。さらに人手を介せず一貫した機械処理を可能とする磁気ファイルは IDP の媒体として決定的な地位を占めている。磁気テープ装置は米国の Ampex 社 Potter 社等専門メーカーでも作られているが、計算機業者の大部分が製作している。わが国でも計算機メーカーが総て製作している。その代表例を表 4 に示しているが、最近の進歩では記録再生速度が 100 kc を超すことになるであろう。random access memory は表 5 に示しているごとく、磁気記憶装置はすでに待時間 2  $\mu$ s が実用され、file drum としては Lab. For Electronics 社で 1500 万ビットの大容量



表 3 ファイル用記録媒体の比較

記録媒体	IBM 80 欄カード	磁気テープ (幅 1/2 長さ 2400 フィート)	LFE ファイルドラム	磁気ディスク
ファイル	分類 sequential file		random access file	
容 量	1枚80字あるいは1,000 万字当り 13 万枚以上	1 巻 1,000 万字	200 万字	660 万字
待 時 間	掃索速度 8 字/秒	掃索速度 62500 字/秒	平均 180 ms	平均 600 ms
記 録 密 度	50 字/gr, 30 字/cm <sup>2</sup>	14,000 字/gr, 2 万字/cm <sup>2</sup>	40 字/cm <sup>2</sup>	50 字/cm <sup>2</sup>
費 用	0.01 円/字	0.002 円/字	10 円/字	3.5 円/字

表 4 磁気テープ記憶装置

	IBM 729-IV	Ampex FR-300	日本電気 IR-304	日本電気 IR-301 A	富士通信機	東 芝	日 立
使用テープ	幅 0.5 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 1 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 0.5 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 0.5 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 0.5 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 0.5 インチ 長さ 2,400 フィート	幅 0.5 インチ 長さ 3,600 フィート
テープ速度	2.7 m/秒	3.75 m/秒	4 m/秒	2 m/秒	1.88 m/秒	3.8 m/sec	1.5 m/sec
記録密度	7 トラック 各 23 bit/mm (23 字/mm)	12 トラック 各 12 bit/mm (24 字/mm)	8 トラック 各 10 bit/mm (10 字/mm)	8 トラック 各 4 bit/mm (4 字/mm)	7 トラック 各 8 bit/mm (8 字/mm)	8 トラック 各 5 bit/mm (5 字/mm)	8 トラック 各 6.4 bit/mm (6.4 字/mm)
処理速度	62,500 字/秒	90,000 字/秒	40,000 字/秒	8,000 字/秒	15,000 字/秒	19,000 字/秒	9,600 字/秒
容量(1 巻)	約 1,500 万字	約 1,700 万字	約 700 万字	約 280 万字	約 570 万字	約 240 万字	約 500 万字

表 5 Random Access Memory

	磁 心	北 辰 高速磁気ドラム	北 辰 低速磁気ドラム	富 士 通 ドラム D101J	LFE ファイルドラム	IBM 磁気ディスク	Burroughs Data File
構 成	4000 語程度を 単位として必 要に応じて組 みを置く	直径 120 mm 長さ 200 mm トラック数 130 回転数 1 万 rpm	直径 340 mm 長さ 435 mm トラック数 250 回転数 3000 rpm	直径 284 mm 長さ 424 mm トラック数 300 回転数 3000 rpm	直径 375 mm 長さ 350 mm トラック数 300 回転数 180 rpm	ディスク 50 枚 各直径 600 mm ディスク間隔 10 mm 総トラック数 400 トラック 回転数 1200 rpm	75 mm 磁気テープ 50 本 各 1 インチ幅 12 トラック 各テープの送り 速度 1.5 m/秒
容 量	約 20 万	各トラック 1200 計 15 万	各トラック 3200 計 80 万	各トラック 3500 計 100 万	各トラック 39000 計 1500 万	各トラック 5280 計 5280 万	各テープ 430 万 計 12000 万
平均待時間	速いもの 2 $\mu$ s 普通 10 $\mu$ s	平均 3 msec 平均 0.6 ms の高 速呼出部 2400 bit を持つ	平均 10 ms	平均 10 ms	平均 180 ms	平均 600 ms	平均 15 sec
容 量 平均待時間	$1 \times 10^{11}$	$5 \times 10^7$	$8 \times 10^7$	$1 \times 10^8$	$8.3 \times 10^7$	$8.8 \times 10^7$	$8 \times 10^8$
備 考	計 算 機 内 部 記 憶	計 算 機 内 部 記 憶	600 bit 程度を 1 ブロックとし て外部記憶 特殊な計算機の 内部記憶		300~8000 bit を 1 ブロックと して外部記憶 (1 トラック 10~5 プロ ック)	1 トラックを 1 ~5 ブロックに 使用して外部記 憶	テープ 1 本を 2000 ブロックに 使用して外部記 憶

が安定に使用されるようになった。このような大容量ドラム、ディスクはわが国ではまだ実用化されていないがその実現は速くないであろう。

#### (b) 高速度化と多重化

IDP 組織を拡張し、有機的な処理を可能ならしめ理想的な形態に近づけることは電子計算機の処理能力

を増大せしめることにより行なわれる。すなわち電子装置の速度に較べてはるかに遅い多種多数の入出力機械の同時制御、多種大容量のファイルの off line 処理、さらに多種業務の同時処理等が処理能力として要求されて来る。これに対し電子計算機は本体を高速化し、プログラムの多重処理や入出力機械やファイルに



表 6 電子計算機演算性能

	内 部 記 憶			演算速度 ( $\mu s$ )			そ の 他
	種 類	容 量 (語)	待時間	加 減	乗	除	
Lincoln TX 2	磁 心	65,536	2 $\mu s$	6	10	54	平列 同期式 トランジスタ論理回路
Philco 2000	"	4,096~32,768	2 "	4.7	43	46	平列 非同期式 "
IBM 7070	"	5,000~10,000	6 "	96	780	2,112	平列 同期式 "
PC-2	"	4,000	20 "	40	320	1,600	平列 同期式 パラメトロソ
NEAC-1103	"	2,048	80 "	300	1,600	10,000	" " "
NEAC-2203	磁 心	700	15 "	360	2,500	6,100	直列 同期式 ダイオード論理回路 トランジスタダイナミック
	ドラム	2,000	3,000	3,300	5,500	9,100	
FACOM-222	磁 心	400~10,000		160	920	4,000	ダイオード論理回路 トランジスタダイナミック
TOSBAC 3100	ドラム	5,000	7,000	7,300	12,000	13,700	トランジスタスタティック
HITAC 301	ドラム	1,960	3,000	3,300	9,200	9,800	ダイオード論理回路 トランジスタダイナミック

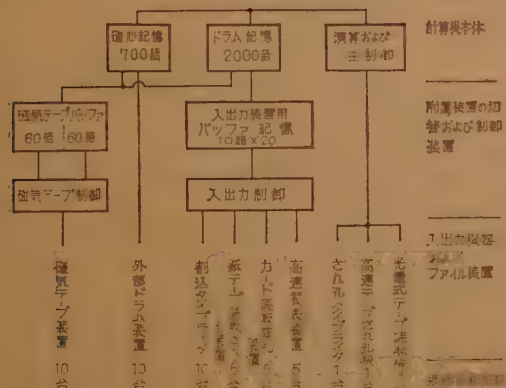


図 14 NEAC-2203 電子計算機システム構成

対する時分割制御方式を取り入れて EDPS はますます大形化し、処理センタの構成はマンモス化している。

計算機本体の高速度はトランジスタを使用する論理回路と磁心を使用する内部記憶により得られている。パラメトロソはその低速度性のため科学計算機として使用されてはいるけれども、汎用 EDPS にはトランジスタがその素子自体の持つ高速度特性、組織構成の大形化、速度から要求さ

れる小形な実装、発生する熱、信頼性等の利点から演算および制御回路に専ら使用されている。高速トランジスタ回路もわが国では 200 kc 程度が実用され、数 Mc のものが開発されつつあるが、外国ではすでにこの程度が実用化されている。表 6 は内外の EDPS の数例について演算能力を比較している。

速度の速い計算機本体が遅い入出力装置を使用する場合、この不平衡を調和させるために時分割が行なわれる。第一の段階として入出力機械の動作はバッファとの間に off line 的に行なわれ、計算機はバッファとの間に情報の交換を行なう時間のみ使用される。たとえば高速製表装置が一行を印字する時間が約 200 ms 要するが、このための計算機の動作は一行分の内容をバッファに移す約 4 ms の時間で済み、残りの 98% の時間は他の動作のために使用することができる。記憶装置が十分に高速であればバッファは不用で

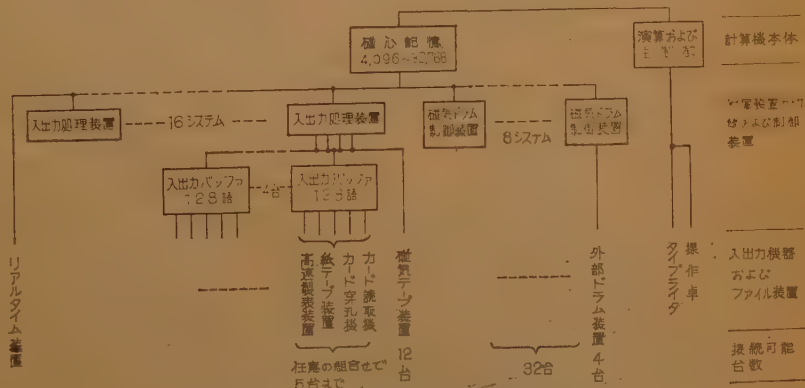


図 15 Philco 2000 電子計算機システム構成

ある。たとえば毎秒 9000 語の磁気テープが使用される場合においても磁心が 1 語を書込あるいは読出に要する時間は約 10~2% にすぎない。他の 90% 以上の時間は記憶装置は他の目的に使用することができる。

第 2 の段階として、全く無関係な 2 つ以上のプログラムを実行させる方法が取られる。前例において入出力装置を制御するために計算機本体の使用される時間は数% にすぎないことを示したが、残りの時間に全く別の他のプログラムを実行させる方法である。2 つ以上のプログラムで速度の速い計算機本体は時分割で使用され、幾組かの入出力機械が同時に別のプログラムに従って平列に動作することになる。2 つ以上のプログラムが実行される場合、優先順位が定められなければならない。優先順位はプログラムに与えられ、2 種以上の同時処理の可能な方式 (TX-2 あるいは NEAC-2203) と入出力機械より優先順位が与えられ、2 種類の同時処理可能な方式 (IBM-7070) 等があるが、いずれにしても自由に設定できる。この機能により一つのプログラムの実行中他のプログラムを割込ませることが可能になる。これは入出力装置の時分割の効率を高めるだけでなく、タイプライタから手動で操作し優先的に問合わせ (inquiry) を行ない、従来 off line の機械または人手で扱われていた file maintenance を他の業務処理に妨害せず、兼業させる等極めて操作の融通性を増すことができる。図 14 および図 15 はこの例として、NEAC-2203 および Philco-2000 のシステム構成を示している。

図 14 は日本電気製電子計算機システム NEAC-2203 の構成で、高速磁気ドラムによる 2000 語と磁心による 700 語が内部記憶として演算および主制御回路に接続される。入出力装置および磁気テープ装置はすべてそれぞれバッファ記憶により内部記憶と切離され、時分割制御が可能となっている。外部ドラム記憶のみは直接制御される。図 15 は同様な形態であるが、さらに大形に拡張されたものである。

# 文 献

- (1) 山下英男：電子計算機ハンドブック、コロナ社 (昭 35-12)。
- (2) 穂坂、大野、谷：“座席予約用電子計算装置” (MA RS 1) の試作”，昭 34 信学全大シンポジウム
- (3) 奈波、金田他：“近畿日本鉄道座席予約システム”，昭 35 情報処理学会予稿。
- (4) 出川、金田、宮城：“NEAC-2203 電子計算システムの方式設計について”，昭 35 連大予稿。
- (5) 通研：“CAMA 計算センタ方式”。研経資料、通研

交換課 (昭 34-10)。

- (6) 坪井貴志男：“米国における情報伝送技術について”，信学誌 42, (昭 34-01)。
- (7) 西野、高橋他：“トランジスタ計算機電試マーク IV”，信学誌 42 (昭 34-11)。
- (8) 猪股修二：“パターン認識について”，信学誌 43 (昭 35-09)。
- (10) 和田、高橋：“コード会のコードについて”，情報処理誌 (昭 35-09)。
- (11) 金田、瀬川：“NEAC-2203 のコードについて”，昭 35 連大予稿。
- (12) 高橋、塚本：“試作無誤字送受信装置について”，昭 34 信学全大。
- (13) W.B. Blanton：“Some aspects of telegraphic data preparation and transmission”，W.U.T.R. (Oct. 1957)
- (14) C.R. Doty, L.A. Tate.,：“A data transmission machine”，Comm. & Elect. (Nov. 1956)
- (15) R. Hamming：“Error detecting and correcting code”，B.S.T.J. (Apr. 1950)
- (16) D.W. Hagelbarger,：“Recurrent code”，B.S.T.J. (July 1959)。
- (17) J.E. MacDonald,：“Design methods for maximum minimum-distance error-correcting codes”，IBM Jour. (Jan. 1960)。
- (18) 松崎、金田、宮城：“トランジスタ式無誤字伝送装置”，昭 33 連大。
- (19) 奥野文治：“電報中継機械化方式の現況”，通研月報 (昭 29-01)。
- (20) G.S. Vearn：“Automatic telegraph switching system plan 55-A”，W.U.T.R. (Apr. 1958)。
- (21) W.F. Gregory：“A nationwide system for office automation and timely reports for management”，W.U.T.R. (Oct. 1958)。
- (22) E.P.G. Wright：“STRAD-New concept for signal transmission, reception, and distribution”，El. Comm. No. 3 (1958)。
- (23) Working party 43: Report on the meeting of working party 43 on data transmission。
- (24) 勝見、高橋：“24 CH 搬送電信方式”，施設 8, 2 (昭 31-02)。
- (25) 神村、金田、桜井：“GC 241 A 搬送電信端末装置”，NEC, 35 号 (昭 32-12)。
- (26) 高橋：“昭和 34 年度事業展望 (電信)”，信学誌 4, (昭 35-01)。
- (27) 高橋、岸上、林、江頭：“トランジスタ多重搬信の設計”，施設 12, (昭 35-05)。
- (28) 桜井、山本：“トランジスタ・リレー”，昭 34 連大, 1181, 1182
- (29) 林、久野：“1 CH 搬送電信装置の設計と適用”，施設 12, (昭 35-02)。
- (30) 桜井、清水：“TD-2111, 431 二重通信装置”，NEC 47 号。
- (31) 松崎、桜井、林：“共通制御式再生中継装置”，昭 35 信学全大, 363。
- (32) 三原：“CCITT 第 43 作業部会報告”，技委信, 44-177。
- (33) Grybowski, Vieth：“A transistorized 20-channel carrier terminal”，W.U.T.R. (Apr. 1959)。
- (34) Heller：“Ein wechaelstrom-telegraphiesystem

- mit schmalband Frequenzmodulation and transistoren", N.T.Z. (Dez. 1959).
- (35) Bouwman, Korlin: "Transistorized telegraph transmission systems", Philips Tele. Rev. 21,3 (Feb. 1960).
- (36) Fuchs: "Funk-WT", ein neues telegraphie-übertragungssystem in transistor ausführung mit kanälen verschiedener bandbreite", N.T.Z. Heft 9 (1960).
- (37) Horton, Vaughan: "Transmission of digital information over telephone circuits", B.S.T.J. 34, (May 1955).
- (38) Merty, Mitchell: "Transmission aspects of data transmission service using private line voice telephone channels.", B.S.T.J. 38, 6, (Nov. 1957).
- (39) Alexander, Gryb, Nast: "Capabilities of the telephone network for data transmission", B.S.T.J. 39, 3 (May 1960).
- (40) Irland: "A high speed data signaling system", Bell Lab. Rec. 38, (Oct. 1958).
- (41) Ruppel: "SAGE data transmission service", Bell Lab. Rec. 35, (Oct. 1957).
- (42) Soffel, Spack: "SAGE data terminals", A.I.E.E. Com. & Electronics (Jan. 1959).
- (43) Willson, Runge: "Data transmission tests on tropospheric beyond-the-horizon radio system", Trans. I.R.E. on Com. (March 1960).
- (44) Wier: "Telephone circuits—A new link in data communication", Bell Lab. Rec. 38, (Oct. 1960).
- (45) Weber: "A FM digital subset for data transmission over telephone lines", A.I.E.E. Com. & Electronics (Jan. 1959).
- (46) Gymb: "Recorded carrier system for high speed data transmission", Bell Lab. Rec. 35, (Sept. 1957).
- (47) 亀田, 豊沢, 清水: "搬送回線に於けるパルス符号伝送", 通研研究実報, 8, 8 (1959).
- (48) 星子, 南, 大橋: "2進符号伝送における伝送ひずみによる誤字率と符号ひずみ特性", 信学誌 43, (昭35-02).
- (49) 岸上, 南: "符号伝送の測定", 信学誌 43, (昭35-11).
- (50) 南: "電話回線による2進データ伝送", 信学誌 43, (昭35-12).
- (51) 松崎: "情報伝送方式の進歩", 信学誌 42, (昭34-09).
- (52) Boggs, Boughtwood: "Application of telegraph techniques in data transmission", W.U.T.R. (July 1959).
- (53) 岸上, 江頭, 須貝: "高速度 FS 変復調方式について", 昭35連大1722.

UDC 621.39 : 621.376.56

## 2.3 PCM 通信方式

正員 生田 滋 正員 川島 将男

(富士通信機製造株式会社)

### まえがき

近年飛躍的發展をとげつゝある半導体素子の工業化を実現手段の裏付けとし、符号伝送理論の發展を指針として、符号変調による通信方式 (PCM 方式) はようやく新しい通信方式としての具体的全ぼうを現わしつつある。その通信方式における適用分野あるいは実用化の方向を示すものとして、内外において発表されている各種の PCM 方式を、装置実用化に主眼をおいて浮き彫りすることも意義あるものといえよう。

本稿においては、対象の重点を電話伝送において、前半, I. に PCM 方式実用化上重要と思われる技術

的諸問題とその解決、結論ないしは考え方を示し、後半, II. に従来わが国の研究をまとめて紹介したもののがなかったので、わが国における実用化研究成果としての諸方式装置に重点をおいて PCM 装置を説明した。

### I. PCM 方式概論

理論の詳細は本誌別項 (星子: 2.1)<sup>(1)</sup> ならびに末尾にあげた諸文献によるものとして、こゝには各種方式あるいは装置の、実用化上の問題点ないし比較評価の尺度となるべき基礎事項を述べておく。

#### (1) PCM 方式の沿革と適用分野

PCM 方式は回線の S/N がある“スレシヨールド値”以下に悪化しないかぎり、ほとんど完全に雑音の

\* Pulse Code Modulation System. By SHIGERU IKUTA and MASAO KAWASHIMA, Members. (Fuji Communication Apparatus Mfg. Co., Kawasaki) [資料番号 5097]



累積を避けて信号の再生を行なうことができるので、比較的 S/N の悪い回線での高品質伝送あるいはまた超長距離の高品質伝送に適している。

いっぽう従来はかなり装置が複雑になり、またかなり広い伝送帯域を必要とするなどの欠点をもつものとされてきた。

しかしこれらの実用化上の欠点は、最近の超高速半導体素子ならびに電子回路技術の進歩によって、技術上の問題として解決されつつあり、また経済性の問題も素子ならびに他の新しい通信方式技術の開発とともに方式的に整合のとれる適用分野が明らかになってきたので、総合的な意味からも解決に近づきつつある。

たとえば時分割多重による電子交換方式との整合方

式、あるいは電子化集線装置の伝送部としての短距離搬送方式、音声ケーブルによる局間中継線の多重化用など一連の交換方式との整合方式などがその一方を示す。

他の方向を示すものとしては、超多重電話あるいはテレビ信号の、ミリ波伝送路を前提とした超広帯域超長距離高品質伝送に関するもので、他の伝送方式だけでは達成困難な高品質の全世界通信網の実現もその可能性を認められつつある。またこの方式は多重化がすでに高度に発達している (SSB) 周波数分割超多重方式 (たとえば本号 3.3 マイクロ波通信方式<sup>(1)</sup>)、あるいは 3.1, 3.2 同軸伝送方式<sup>(2)</sup> の既設設備を利用して、これら方式の超多重化ならびに超長距離化をはか

表 1 PCM 通信方式の年譜

年 代	主 要 事 項	備 考
1937	○ PCM のアイデア。	A.H. Reeves 文献番号たとえば (22)*
1944~1946	○ PCM 実現手段、基礎研究開始。	W.M. Goodall ら Bell 研 (22)*
1948	○ 線状ビーム符号管。	W.M. Goodall " (22)*
	○ 量子化雑音理論。	W.R. Bennett " (31)
	○ PCM の基礎理念。	Oliver, Pierce, Shannon " (22)*
1949	○ 96 ch 電話 PCM 実験 (符号管, 時分割一周波数分割多重)。	L.A. Meacham ら " (16)
1950	○ 符号変調方式に関する特許。	森田, 桜井 日 電 (22)*
	"	喜安 通 研 (22)*
1951~1952	○ テレビ PCM 実験, 板状ビーム符号管。	W.M. Goodall Bell 研 (73)
	○ 12 ch 電話 5 単位 PCM 実験。 (多周波方式符号器)。	A. Pinet S.R.C.T. 研 (23)*
	○ Δ-M 方式発表	Fan de Jager フィリップス (17)
1956	○ 12 ch 電話 PCM 中継実験。 (6 単位符号管, トランジスタ中継器)。	L.R. Wrathall ら Bell 研 (51)
	○ 周波数分割超多重 PCM 方式検討。 (ミリ波伝送を前提とする)。	G. Bosse ジューメンス研 (12)
	○ 量子掃選形符号管による PCM 実験。	通 研 (22)*
1958	○ トランジスタ 24 ch 電話 PCM 実用試作。 (局間中継線多重化用, 7 単位掃選形符号器)。	M.B. Mac David Bell 研 (5)
	○ 再生中継器理論, 超多重 PCM。 中継伝送方式の検討, ミリ波実験。	De Lange, Rowe Bell 研 (14)(50)
	○ 24 ch 電話 PCM 端局試作。 (7 単位変番 2 進符号管)。	Bennet, Unger " (48)(49)(50)
		山口 通 研 (60)
1959	○ 多重 Δ-M 装置実験。	田中, 北沢, 山下 大阪市大 (46)
	○ Δ-M 装置試作。	仲丸, 金子 日 電 (44)*
	○ トランジスタ 160 Mc パルス回路実験。	Gignere, Jamison Bell 研 (71)
		および Noll
	○ ESSEX とそれに用いる PCM 装置。	H.E. Vaughan " (6)
1960	○ 電子化集線装置に用いるトランジスタ。 24 ch PCM 装置 (7 単位)。	James, Johannessen " (7)
	○ Subsampling トランジスタ符号器。	星子, 木村, 長田 通 研 (8)(64)
	○ トランジスタ再生中継器試作。	星子, 荒谷, 大川原 " (67)
	○ トランジスタ 11 ch Δ-M 端局試作。	仲丸, 関本, 金子 日 電 (20)
	○ トランジスタ 24 ch PCM 端局試作。	山崎, 逸藤, 川島, 樋下 富士通 (9)(10)
	○ テレビ PCM 端局, 中継器試作。 (7 単位, 並列符号, 電話ケーブル伝送)。	R.C. Carbrey Bell 研 (74)

\* は間接引用文献

るもので、経済性の面からも方式的整合がよいと考えられる。

さてこゝに振り返って表

1によって、符号変調方式

(PCM方式)の発展過程をたどって見ることにしよう。もちろんこゝに記載しなかったが、この他に多くの貴重な業績があることは忘れてならない。

こゝで表からも高周波トランジスタを主体とする半導体素子の発展によって、真空管、符号管によっては経済性に欠けていた PCM 方式が、1956 年を境として急速に実用性をもってきたことがわかる。

なお長距離の通信のみならず自動制御の分野においても、特に高速計算機技術と結んで数値制御、あるいは制御伝送路が長く延びる場合の誤操作の防止などのいみで、広範囲に PCM あるいは類似のパルス変調方式が採用されていることも忘れてはならぬ。(これらいわゆるデータ伝送ないし処理方式については本誌別項 2.2<sup>(4)</sup>を参照されたい)。

## (2) PCM 変換方式

### (a) 多重化構成方式

特に商用電話伝送を対象として述べることにする。変調によって多重化を行なった結果の信号に、2 進符号伝送 (PCM 伝送) の利点である再生中継が行なえるか否かで 2 大別され、既設の周波数分割多重搬送電話端局などを利用する超多重方式がさらに単なる時分割多重構成と区別される。

(i) 時分割多重化 PCM 方式 トランジスタを用いた場合、PAM 時分割による多重化は、24~60 ch 程度<sup>(5)(6)(7)(8)(9)(10)</sup>が技術的・経済的に実現性が大きいと考えられる。

また、符号化されたもの、PCM 時分割多重法<sup>(10)(11)</sup>も採用すれば、さらに多重度が上

げられるであろう。図 1 にこの多重構成例 (一方方向のみ) を示した。なお量子化雑音を軽減するための圧伸器は、符号器復号器と複合して構成されることもあるが、こゝには一応分離して示した。

(ii) 周波数分割 超多重化 PCM 方式 数百

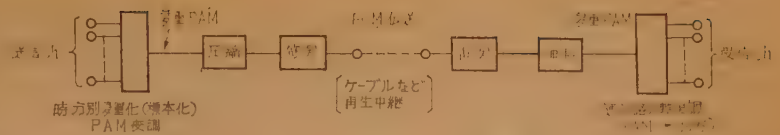


図 1 時分割多重 PCM 構成

ch 以上の周波数分割による超多重信号はその合成振幅が Gauss 分布に近づくので、8 単位程度の少ない量子化ステップで瞬時圧伸なしで充分高品質の符号化が行なえる<sup>(12)(13)(15)</sup> (逆にいえば、圧伸の効果が少ない) テレビ伝送もこの方式で行ないうる<sup>(14)</sup>。

超高速のパルス回路による高速度符号器、復号器、ミリ波端局ならびに高速再生中継器によるミリ波超広帯域符号伝送が必要であるが、再生中継が行ないうるので、超長距離の高品質伝送が可能であり、また現在すでに高度に発達している単側帯波周波数分割搬送端局設備を利用できるのも特色である。

図 2 にその構成を一方方向のみ示す。

### (iii) 時分割一周波数分割多重化 PCM 方式

Bell 研で最初の PCM 伝送実験<sup>(16)</sup>に用いられた構成であるが、再生中継によって回線雑音の影響を極めて少なく保てるという符号伝送方式の長所が利用できず、また他の方式にくらべ経済的利点もないので周波数多重化のための変調器数が多くなる (多重度の大きい) 場合にはあまり有利ではないと考えられる。

構成を図 3 に示した。

(iv) 多重化  $\Delta$ -M 方式 定差変調方式 ( $\Delta$ -M 方式) とくに 1 単位  $\Delta$ -M 方式は、おなじ伝送帯域に対する量子化雑音の点で PCM 方式におとるが、符号器、復号器などの回路が簡単になることが長所であ

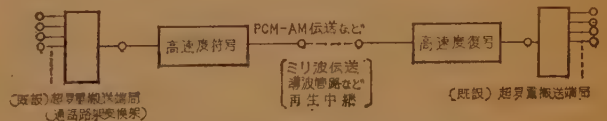


図 2 周波数分割 (超) 多重 PCM 構成

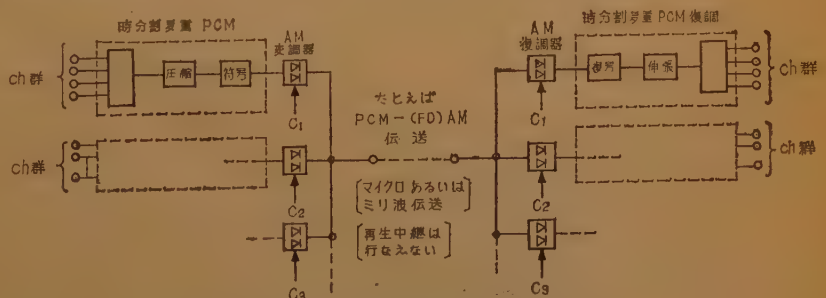


図 3 時分割一周波数分割多重 PCM 構成

る<sup>(17)(18)(19)</sup>。しかしこの伝送方式上の問題<sup>(1)</sup>のほか、多重化構成用としては注意すべき問題があるので、こゝに付言しておくことにする。

すなわち第1の方法は、各通話路ごとに符号器を設けそれぞれ符号化したのち時分割多重化する方法である。この方法は符号器において蓄積素子を構成要素とする局部復号器を用いる通常の  $\Delta$ -M 方式の多重化に用いられる<sup>(20)</sup>。第2の方法にくらべ漏話が少ないのが長所で共通符号器とならないのが欠点である。

また第2の方法は、各通話路に対して時分割 PAM による多重化を行なったのち、“遅延形局部復号器”を用いる共通符号器によって順次に通話路信号ごとに  $\Delta$ -M による符号化を行なう方式である<sup>(21)</sup>。

この方式は要するに通話路信号パルス間の差信号に対する符号化の方式であると考えられる。

第2の方式による構成例を図4に示す。

$\Delta$ -M 方式では振幅に関する情報の冗長度を省いているので当然 PCM (狭義) 方式にくらべて雑音に弱く、誤差累積を避けるための特殊な考慮が必要である。また、第2の方法では遅延線における波形ひずみ



図4 時分割多重  $\Delta$ -M 構成

による漏話の問題があり、やはり  $\Delta$ -M 方式は軍用その他あまり多重度の高くない特殊用途にこそその長所（端局が簡単になるなど）が発揮されるべきものである。

#### (b) 変復調方式

PCM の変復調は符号化と復号によって行なわれる。符号は2進符号を前提として、以下ひとつおりの原理的主要事項を述べる。

(i) PCM の符号器復号器 符号器は表 2.a<sup>(22)</sup>に示す各種のものがあるが、基本原理上は表に示すごとく、標本化、量子化、符号化の各機能をそなえている。たゞし方式によっては量子化、標本化の順が逆になることも、量子化不要となることもある。

復号器は表 2.b<sup>(22)</sup>に示す各種のものがしばしば用いられているようである。

これらは一般的にはアナログ/ディジタルならびに

(a) 符号器の各方式

表 2 (a)(b) 符号器と復号器の各方式

	標 本 化	量 子 化	符 号 化	符 号	
計 数 形	PWM	PNM パルス数	計数、蓄積 繰 出	2 進 低 $\Rightarrow$ 高位	高速度 Counter 変
比 較 算 形 (帰還計算形)	蓄 積 形	不 要	比較、引算 のありなし	2 進 高 $\rightarrow$ 低位	直列形は速度あまり速くないが、小数多重用なら使用可能
	遅 延 形				
走 査 型	多周波形	PPM または PAM 保持 波の位相変調	量子化回路	多周波の標本化による	高 速 度 形
	走 査 符号管形	PAM (保 持)	量子化格子交番 2進形は不要	符号板の走査	高 速 度 形
	無走査 板状ビーム 符号管形	PAM	同 上	符 号 板 板状ビーム	超 高 速 度 形

(b) 復号器の各方式

帰 還 引 算 形	蓄 積 形 遅 延 形	直列形は一般には速度あまりはやくない	2 進 高 $\rightarrow$ 低
			2 進 高 $\rightarrow$ 低
Shannon-Rack 形	放電曲線に振動重ね合わせ	普 通 2 進	低 $\rightarrow$ 高位
Delay line 形	荷重加算形 (抵抗回路網)	交番 2 進にも使える (小数) 多重用には最も有望と思われる。	



デジタル/アナログ変換器と考えてよい。

原理回路構成は数多くの文献に<sup>(22)(23)</sup>解説されているので本節には省略し、実用例としてⅡ.に述べることにする。

(ii)  $\Delta$ -M の符号器復号器<sup>(17)</sup>  $\Delta$ -M の符号器は、最も普通に用いられるものとして図5に示すごとく、パルス積分回路よりなる局部復号器を帰還路にそなえた自動制御系で構成される。

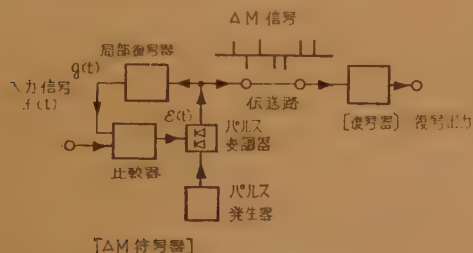


図5  $\Delta$ -M 符号器復号器系

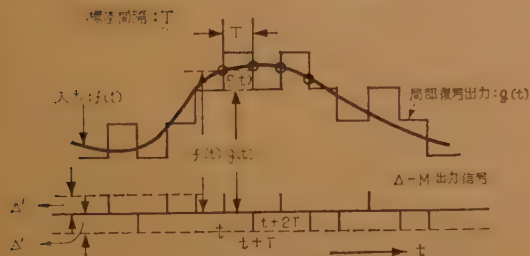
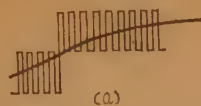


図6 入力信号、出力信号、と局部復号器出力

比較器は入力信号  $f(t)$  と局部復号器出力  $g(t)$  とを比較し、差信号（あるいは誤差信号） $e(t) = f(t) - g(t)$  を発生する。パルス変調器は標本化周期  $T$  のパルス列を、この  $e(t)$  によってゲートして、 $e(t) > 0$  のときには一定振幅  $\Delta'$  の正パルスを、 $e(t) < 0$  のときには  $\Delta - \Delta'$  の負パルスを発生させる。この出力信号が図6下列に示す  $\Delta$ -M 信号である。この信号は1単位  $\Delta$ -M の場合であるから標本周期  $T$  ごとに1本の+または-のパルス列となる。2値符号波形式にして伝送すれば、再生中継が行なえる。

復号器は局部復号器と同様なパルス積分器である。なおここで対称形  $\Delta$ -M (1単位) をのべたが、たとえば正パルスの振幅のみは  $+\Delta'$  でなくバイアスにより非対称性を与えるため  $\delta$  だけ大きく  $(1+\delta)\Delta'$  として、非対称形  $\Delta$ -M を行なうことができる。この場合に局部復号器出力には、非直線サーボ系の寄生振動として周期  $2T/\delta$  で、傾斜が  $\delta\Delta/2T$  の、きょ歯状波形が重ね合わさる（寄生振動）。したがって  $\delta$  を適当に選べばこの振動の  $\delta/2T$  および、その高調波の妨害が



(a)



(b)

(a) 対称  $\Delta$ -M 方式  
(b) 非対称  $\Delta$ -M 方式

図7 傾度のゆるやかな入力に対する局部復号器の応答

信号帯域外におちるように選べば、傾度のゆるやかな入力信号に対する応答特性を改善することができる。

信号に対する対称形  $\Delta$ -M と、周期  $2T/\delta$  の寄生振動の重ね合わさっている非対称形  $\Delta$ -M の局部復号器の応答を、図7(a),(b)に示した。

(iii) PAM 変復調（標本化と多重化）PCM 装置

装置は一般に共通符号復号部分が複雑なので、実用に適した PCM 装置は、通信路を多重化して通信路あたりの装置（端局ならびに中継器）費用を下げるのが当然考えられねばならぬ。

また一方、染谷-Shannon 氏の標本化定理<sup>(24)(25)(26)</sup>によって、通信信号の中に含まれる成分の最高周波数の2倍以上の繰り返しをもった振幅標本値を伝送すればもとの信号は完全に再現できることが明らかにされている（これについては後述する）。

さらに一般には（たとえば板状ビーム符号管による交番2進符号化の場合を除き）ある標本値の符号化のためには時間が必要である。

これらの諸観点から、時分割多重 PCM 方式においては PAM による標本化と多重化を行なうことが多い。

なお特筆すべきことは、PAM による多重化方式は PAM 時分割方式による電子交換方式<sup>(6)(7)(27)(28)(29)</sup>との間に完全な整合が可能なこと、この場合には PAM の変復調器が、両方式に共用できるので経済性はさらに増すものと考えられる。

実際にはサンプリング（標本化）パルスとして理想衝撃波を用いることはできず、周波数帯域が制限されるので通信路パルス間に漏話（漏信）の問題があるのであるが、こゝには一応理想インパルスによる標本化を考えて見よう。

（標本化定理の説明）すでにのべた標本化定理は、時分割パルス通信の基本原理解であり、かず多くの文献<sup>(24)(25)(30)</sup>に理論的にその説明がなされているので、こゝには周波数分割多重搬送になじみのあるかたがたのために周波数領域での、定性的また物理的説明をもつけ加えておこう。

入力信号が帯域幅  $\omega_g$  以外でスペクトラムが零なる

周波数関数  $F(\omega)$  であらわされるとき (不連続性をもたない), 単位を  $f(\text{c/s})$ ,  $\omega(\text{rad/s})$ ,  $t(\text{sec})$  としてこの入力波形  $f_1(t)$  はフーリエ変換で,

$$f_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega, \quad (1)$$

とあらわせる. こゝに  $\omega_g = 2\pi f_g$  とする.

このアナログ周波数が一定な標本化周波数  $f_s = 2f_g$  で波形上は  $t_n = \frac{1}{2f_g} = \frac{1}{f_s} = n\tau$  の位置において標本化されるものとする. 標本化された信号は

$$f_1(n\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} F(\omega) \cdot e^{j\omega(n\tau)} d\omega. \quad (2)$$

いっぽう  $-\omega_g \leq \omega \leq \omega_g$  で定義された  $F(\omega)$  は, フーリエ級数によって

$$F(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{-j\omega(n\tau)}, \quad (3)$$

とあらわせて, その係数  $C_n$  は

$$C_n = \frac{\tau}{2\pi} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} F(\omega) \cdot e^{j\omega(n\tau)} d\omega. \quad (4)$$

として求められる.

(2)(4) 式の右辺をくらべれば,

$$f_1(n\tau) = C_n / \tau \quad (5)$$

すなわち標本点の値  $f_1(n\tau)$  は, 周波数帯を  $\pm\omega_g$  で制限されたスペクトラム関数のフーリエ展開係数  $C_n$  で完全に決定されている. こゝまでが “PAM 変調過程” に相当する.

このように得られた PAM パルス列からアナログ信号を再生する “PAM 復調過程” はつぎのようになる.  $C_n = \tau \cdot f(n\tau)$  すなわち受信 PAM パルス列によって復調出力信号のスペクトラム関数  $F_0(\omega)$  は一義的に決定され,

$$F_0(\omega) = \tau \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(n\tau) \cdot e^{-j\omega(n\tau)} \quad (6)$$

したがってその変換として復調出力信号は

$$f_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} F_0(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\tau}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(n\tau) \int_{-\omega_g}^{\omega_g} e^{j\omega(t-n\tau)} d\omega, \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n\tau) \cdot \frac{\sin \omega_g(t-n\tau)}{\omega_g(t-n\tau)} \end{aligned} \quad (8)$$

となる. この右辺の標本点直交性をもった標本化関

数,  $\frac{\sin \omega_g(t-n\tau)}{\omega_g(t-n\tau)}$  の重ね合わせを実例について行なってみるか, または (6) の  $F_0(\omega)$  がまったく原信号の  $F(\omega)$  と  $\tau$  なる係数を除いてひとしいことを考えれば,  $f(n\tau)$  の値さえ受信できればもとの  $f(t)$  が完全に再生できることがわかる. (上の説明では時間に関する帯域制限の問題を省いたがこの詳細は染谷氏の著<sup>(26)</sup>によって理解していただきたい)

つぎに周波数帯域において理解することを考えよう. 理想インパルスで標本化を行なった場合の出力の周波数スペクトラムは, 図 8 (a) 列に示すごとくなる.

なおこゝでは図による説明に便利なように, 通常の搬送電話のごとく直流分は含まれない  $f_0 \sim f_g$  の信号であるとする.

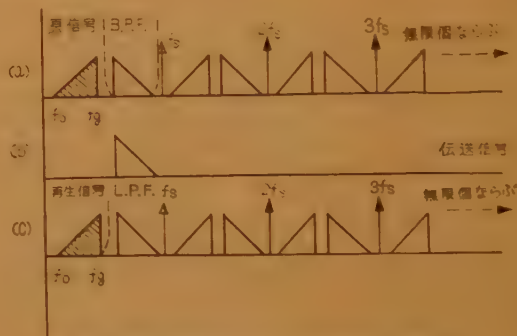


図 8 周波数領域における標本化定理の説明

すなわちサンプリング変調 (標本化) によって, 標本化周波数  $f_s$  の高調波  $nf_s$  の上下に, 標本化関数がデルタ関数の形の理想的な場合には, 側帯波として無数の変換信号スペクトラムがならぶ. (実用される “なまされた” 標本化関数の場合には有限個となることは論をまたない).

理想的な帯域制限のないパルス伝送の場合には, これらのすべてを伝送することになるが, 実用的には “多重化を考えたければ” 最小限いづれか 1 個の側帯波 (幅は  $f_g - f_0$ ) を伝送しさえすればよい. たとえば図示のごとく帯域ろ波器 (B.P.F.) で (b) 列に示す  $f_0$  の下側帯波のみを伝送したとしよう.

つぎに受信側で復調をやはり標本化関数により行なうと, (a) 列と同様に (c) 列のごときスペクトラム分布を得る. そこで低域ろ波器 (L.P.F.) によってハッチを施したスペクトラムのみを分離すれば, これは原信号の再生信号である. これで変復調過程が説明されたが, 特に注目すべきことは, 図から明かなように,

$$f_s \geq 2f_0 \quad (9)$$

なる  $f_s$  によってはじめて最高周波数  $f_0$  の信号を一義的に伝送し復調分離しうることである。実際には等号を用いることは不可能で  $f_s \approx 2.5f_0$  程度が多く用いられる。(たとえば  $f_0 = 3.4 \text{ kc}$ ,  $f_s = 8 \text{ kc}$ )。

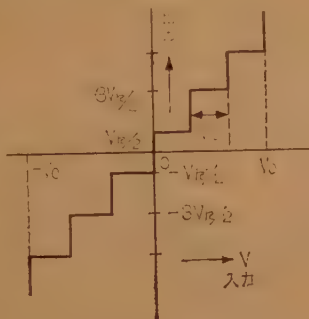
後者の説明法はさまざまな周波数分割多重方式との方式的整合の方法を暗示するものであろう。

たとし  $f_0$  での帯域制限は理想ろ波器で行なわないかぎり完全でないで“くいこみ”の雑音が生ずる可能性はある。しかしこの雑音は自己通話路のものであるかぎり通話時のみ発生するので、問題は比較的少ない。(2-b-vi)の④。

標本化雑音)

#### (iv) 符号化

入力の連続信号を符号化して不連続なステップ値のみとする信号にするために、誤差として雑音を生ずる。



$V_k$ : ステップの大きさ  
 $s$ : 傾斜 (時間的)  
 $E$ :  $st$  = 誤差振幅  
 $-\frac{V_k}{2} < e < \frac{V_k}{2}$   
 $u_0$ : 信号実効電圧  
 $k = \frac{2u_0}{V_k}$

図9 量子化階段の例示

#### (PCM 方式の S/N)

量子化雑音: 量子化ステップの大きさが無限に小さくできないことによる誤差で、自乗平均電力  $N_Q(t)^2$  で定義して、

$$N_Q = \overline{N_Q(t)^2} = \frac{s}{V_k} \int_{-\frac{V_k}{2}}^{\frac{V_k}{2}} e^2 dt = \frac{V_k^2}{12} = \frac{u_0^2}{3k^2} \quad (10)$$

となる<sup>(31)</sup>。

過負荷雑音: 図9に示すごとく量子化ステップの全範囲が有限の大きさであることによって生ずるもので、 $V$  を入力信号レベル尖頭値、 $W(V)dV$  を信号の振幅分布関数とすれば、全量子化ステップ振幅  $V_0$  に関して、過負荷雑音は、

$$N_0 = \overline{N_0(t)^2} = 2 \int_{V_0}^{\infty} (V - V_0)^2 W(V) dV.$$

(11)

ここで、 $u_0$  として簡単のために平均音量をとり、

$$X = V_0/u_0 = (\text{過負荷余裕}) \quad (12)$$

$$V_k = 2V_0/(n-1) = (\text{単位ステップ幅}) \quad (13)$$

$W(V)$  の分布を与えれば  $N_0$  が求められるが、これは、周波数分割超多重の場合には Gauss 分布となり

$$W(V) dV = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{V}{u_0} \right)^2} \frac{dV}{u_0} \quad (14)$$

また音量が指数分布する時分割の 1 ch を考えると、話中率  $\tau$  を入れて

$$N_0 = 2\tau u_0^2 \cdot e^{-\frac{V_0^2}{2u_0^2}} \quad (15)$$

$$= 2\tau u_0^2 \cdot e^{-\frac{X^2}{2}} \quad (16)$$

$X$  の変化に関し  $N_0$  と  $N_Q$  の増減は相反するから、 $X$  について  $N_0 + N_Q$  の最小になるとくした最

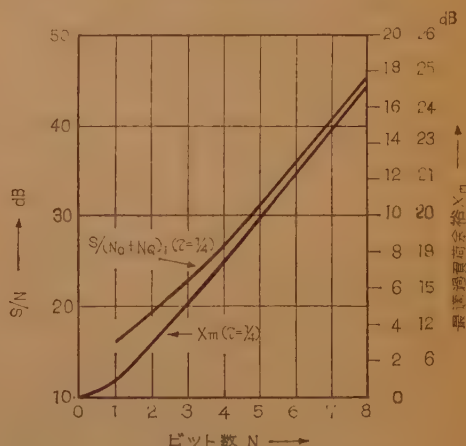


図10 線形符号化の S/N (時分割)

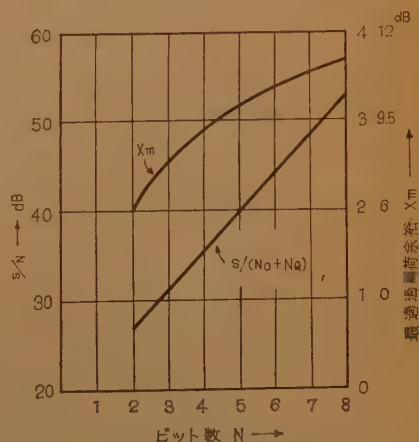
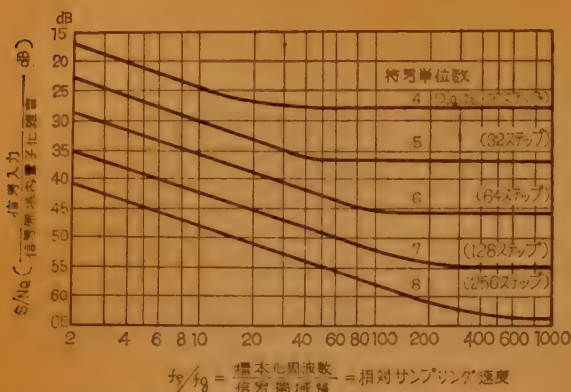


図11 線形符号化の S/N (周波数分割超多重1000 ch の場合)





(r.m.s. value より 12 dB 高い点を量子化の full load としている)  
(W.R. Bennet: B.S.T.J., No. 3, 1948 より)

図 12 帯域内における符号化の雑音に対する S/N

適過負荷余裕を  $X_m$  とし,  $\tau$  としては  $1/4$  をとり, 信号レベル実効値  $S$  に対して, Dixon 氏<sup>(32)</sup> のあたえたごとく,

$$u_0 = \alpha S = S_{dB} - 12.1 \text{ dB}, \quad (17)$$

としてビット数を横軸にとり  $X_m$  と S/N を, 星子氏の計算結果<sup>(13)</sup>により示したのが図 10 (時分割)と図 11 (周波数分割 1000 ch) である。いずれも  $f_s = 2f_0$  としている。なお S/N は

$$S/N = \frac{S}{N_0 + N_q} \quad (18)$$

で定義される。

なお標本化周波数をあげると, 信号帯域内における高次ひずみ雑音電力が相対的に減小して  $S/N_0$  は改善される<sup>(31)</sup>が, 後述のごとく所要伝送帯域に比例するパルス基本周波数  $B_m$  は,  $m$  ch,  $n$  ステップの場合

$$B_m = m \cdot f_s \cdot \log_2 n = m \cdot f_s \cdot (\text{ビット数}) (\text{c/s}) \quad (19)$$

となり,  $f_s \approx 2.5f_0$  に固定しておいてビット数  $\log_2 n$  をあげるほうが有利な改善がえられるのである。

Bennett 氏による計算結果 (相対サンプリング比,  $f_s/f_0$  と  $S/N_0$  の関係) を図 12 に示す。

( $\Delta$ -M 方式の S/N) また  $\Delta$ -M 方式については周波数分割多重方式はスペクトラム構造からいった  $\Delta$ -M 方式の最適情報源と伝送路の整合の大きな問題がある<sup>(15)</sup>がこゝには省略し, 時分割の場合についてのみ F. de Jager<sup>(17)</sup>, L.J. Libois<sup>(33)(34)</sup> ならびに H. van de Weg<sup>(35)</sup> 氏らの理論と, Zetterberg<sup>(18)</sup> および星子氏<sup>(13)</sup> の理論解析の結果をあげて, その概要をのべるに止めておく。帯域内雑音に関して,  $0 \sim f_0$  に

わたり一様平坦なスペクトラム分布を示す情報源に対して, 量子化雑音は

$$S/N_0 \approx k \left( \frac{f_s}{f_0} \right)^{3/2} \quad (20)$$

$f_0$  以上で 6 dB/oct でスペクトラムの減小する特殊な情報源 (たとえばテレビ信号などはこれに近いともいえる) に対してはやはり整合がよくなって<sup>(17)</sup>,

$$S/N_0 \approx 0.2 \left( \frac{f_s^{3/2}}{f_0 \cdot f_0^{1/2}} \right) \quad (21)$$

係数 0.2 は実験的にもとめられたもの<sup>(17)</sup>

$\Delta$ -M の過負荷雑音は, 図 13 に示すごとく信号波形の傾度が, 制御系としての追従限界より急になった場合に生ずるもので, 図の斜線部分がそれに相当する。

$$N_0 = f(t) - g_m(t). \quad (22)$$

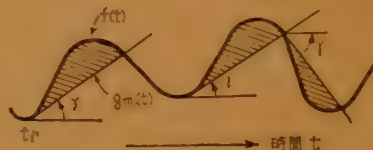


図 13  $\Delta$ -M の過負荷状態

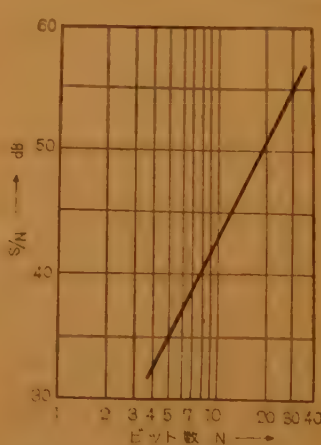


図 14  $\Delta$ -M の最適符号化雑音

高い場合に, PCM の場合と同様に最適過負荷余裕についての計算結果<sup>(13)</sup>を示す。PCM に対する図 10 と比較して, たとえば 5 bits から 8 bits に bit 数を増した場合の S/N 改善が, それぞれ約 14 dB と約 6 dB 程度であることからわかるように, この改善度は  $\Delta$ -M の方が少ない。

(v) 瞬時圧伸効果 実際の音声振幅の分布が一様分布でなくむしろ前節にあつたごとく指数分布

$f(t)$  は入力信号,  $g_m(t)$  は系の限界応答である。

信号傾度は周波数ならびに振幅に依存するので,  $\Delta$ -M の場合はこの両方で過負荷がきまる。

図 14 に標本化周波数が信号にくらべて十分

に近いことから考えて、(合成信号分布が Gauss 分布に近い周波数分割多重方式の場合とことなり)、時分割 PCM ならびに  $\Delta$ -M 方式については、情報源の振幅分布特性と伝送路の特性の整合<sup>(15)(36)</sup>を改善するいみで、瞬時圧伸による非直線符号化が有効であることが了解されよう。

理論の詳細は文献 (15)(37)(38) によることとし、概要と結果のみあげることとする。注意すべきことは、従来よく行なわれた正弦波による Model で計算されているとき、たとえば 26 dB というような大きな符号化雑音改善は実際の音声については得られない(7 bits PCM で 6 dB 程度) ことである<sup>(15)(36)(38)</sup>、

圧縮特性：圧縮特性としては次式の形が最も普通に用いられている<sup>(38)</sup>。

$$\frac{|y|}{y_m} = \frac{\log(1 + \mu \frac{|x|}{x_m})}{\log(1 + \mu)} \quad (23)$$

ここに  $x$  は入力振幅、 $x_m$  は最大値、 $y$  は  $x$  に対応する出力、 $y_m$  は  $x_m$  に対応する出力、 $\mu$  は曲線をきめるパラメータである。 $n$  をステップ数として、

$$C_0 \equiv \log(1 + \mu), \quad M = \frac{C_0}{\mu} \cdot \frac{2}{n} \quad (24)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{さらに (平均音量)}^{(32)} \quad u_0 &= \alpha S, \quad X = V_0/u_0, \\ \text{(話中率)} \quad \tau &= 1/4, \end{aligned} \right\} \text{前出}$$

とおけば雑音は、

$$N_0 + N_Q = 2\tau(S^2\alpha^2)\epsilon^{-\frac{X}{2}} + \left(\frac{M}{12}\right)^2 (S^2\alpha^2) \cdot \left[ \frac{X^2}{4} + \mu X + 2\mu^2 \right]$$

(25)

この雑音の最小となる最適圧縮を考えると、図 15

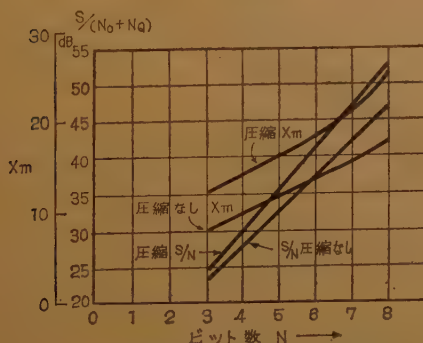


図 15 最適圧縮による符号化雑音の改善

を得る<sup>(15)</sup>。比較のために圧縮なしの特性をあげてある。また最適過負荷余裕  $X_m$  もあげた。

$\Delta$ -M に対する瞬時圧伸効果はかなり顕著である<sup>(15)</sup>が、こゝには省略する。

(vi) その他の雑音 変復調に関するその他の雑音として、

① 標本化雑音、② 波形雑音、③ 多重化における波形ひずみによる漏話、(重要) など高品質の実用 PCM 装置を設計する上で注意すべき問題がある<sup>(15)</sup>が紙面の関係で項目をあげるに止める。

#### (c) 同期方式<sup>(39)(40)(41)(42)(43)(44)</sup>

時分割多重 PCM 方式においては、ちょうどテレビ方式の水平および垂直両同期と同様に、各 2 進符号に対応するビット同期と、時分割の通路路を分離するためのフレーム同期の双方が必要である。

PCM 符号からビット基本周期を取り出す操作は、高  $Q$  回路によって比較的容易に行なうるので、問題は通路路の位相同期すなわちフレーム同期の方式にある。PCM フレーム同期用パルスに対するおもなる条件はつぎのものがある。

①. 再生中継が適用できるように、通路路のパルスと同じ形をしていること。

②. 通路路パルスと容易に識別分離できること。

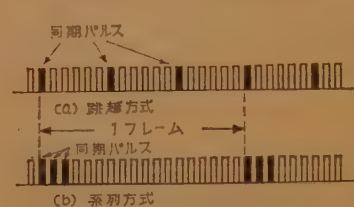


図 16 同期パルス配列法

同期パルスは上の条件のもとに図 16 に示すごとく“とびこし”配列または“系列”配列

される。

各種の同期方式を考えるにさきだって、重要なことは適用対象(回線の安定度)の問題である。

端的にいって、

①. 比較的安定な(有線)回線には→

同期の外れぬくい方式(回復はやゝ遅くてもよい)

②. 変動の多い(無線)回線には→

同期回復の速い方式(変動の性質にもよる)

が適しているといえよう。

フレーム同期の方式は、同期回復過程から大別して“調歩同期式”<sup>(7)(40)(45)</sup>と、“ハンチング同期式”にわかれる。

前者はディジタル方式に属し、後者は 1 bit シフト式のセミディジタル方式<sup>(39)(43)</sup>と、リセット式の純ディジタル方式<sup>(44)</sup>の 2 種に分類される。なお 1 bit シフト式ディジタル方式はどちらかといえばリセット式の中に含めて考えてよからう。これらの諸方式と図 16 のフレーム同期パルスの配列法が組み合わされて使用されている。

この他に通信系統構成上の問題として

①. 系統間同期方式の整合 (標準方式の決定)

②. 系統同期方式の決定、

の重要事項も忘れてはならない。

#### (d) 所要伝送帯域と伝送波形

PCM 2 進符号の所要伝送帯域は再生中継器において波形を Gaussian または  $\cos^2$  形に等化することを考えて、つぎのパルス基本周波数  $B_m$  (ビット基本周波数) の  $1/2$  であると考えてよい。

$$\begin{aligned} B_m &= m \cdot f_s \cdot \log_2 n, \\ &= m \cdot f_s \cdot N. \end{aligned} \quad (26)$$

ここに、 $m$  は多重通話路数、 $f_s$  は標本化周波数、 $n$  はステップ数、 $N$  はビット数、である。

$f_s = 8 \text{ kc/s}$ ,  $m = 24 \text{ ch}$ ,  $N = 8 \text{ bits}$  の方式に対し、 $B_m = 1.536 \text{ Mc/s}$  となり等化すべき伝送帯域は約  $1 \text{ Mc/s}$  である (再生中継器の設計によりやゝ上下する)。

なお一例をあげて、PCM,  $\Delta$ -M,  $\Delta$ -PCM (または  $N$  単位  $\Delta$ -M) の所要伝送帯域を比較しておこう。

線形量子化  $f_s = 8 \text{ kc}$ ,  $N = 8(\text{bits})$ ,  $m = 1$  の PCM と、 $f_s = 100 \text{ kc}$ , ( $\Delta$ -M であるから当然)  $N = 1$ ,  $m = 1$  の  $\Delta$ -M が  $800 \text{ c/s}$  正弦波 (音声でないことに注意) に対する符号化雑音の  $S/N$  がひとしいとされているが、この場合北浜氏による  $\Delta$ -PCM<sup>(45)</sup>では  $N = 5$ , ( $n = 12$  と  $13$  および  $\pm$  の符号で  $N = 5$  必要となる),  $f_s = 100 \sqrt{\frac{12+13}{2}} = 8 \text{ kc/s}$ ,  $m = 1$  となる。したがって

$$\text{PCM} : B_m = 1 \cdot 8 \cdot 8 = 64 \text{ kc/s},$$

$$\Delta\text{-M} : B_m = 1 \cdot 100 \cdot 1 = 100 \text{ kc/s},$$

$$\Delta\text{-PCM} : B_m = 1 \cdot 8 \cdot 5 = 40 \text{ kc/s},$$

となって、 $\Delta$ -PCM (この場合 5 単位  $\Delta$ -M) は PCM よりむしろ冗長度を除いた分だけ、帯域が圧縮されている。この例はあくまで定性的に 3 方式の傾向を示したもので、 $\Delta$ -PCM は実用上さらに冗長度を除いただけに直流分伝送時の誤差累積のおそれがあり、周期的に誤差補正する手段が必要となることが多く、PCM 関

係以外の方式選択の場合と同様に、方式はあくまで適用対象を経済性も含めて総合的な意味で十分把握して決定しなければならぬことはもちろんである。しかしながら対象によっては (たとえばテレビ伝送などに対して) 興味ある方式といえよう。

### (3) PCM 中継方式<sup>(5)(14)(47)~(57)</sup>

本項目は PCM 方式など 2 進符号伝送方式において、その高  $S/N$  伝送の特徴を得る極めて重要なものであるが、ここには概念程度に止め詳細は別項 (星子: 2.1) によらねたい。

#### (a) 再生中継に要求される特性と機能

要求される特性は、結局は復号された信号が必要な伝送品質を有することから決定されねばならない。

品質をなにて規格すべきか、というのは大きな問題であるが、一応は帯域内雑音、準漏話で規定されるものとして、逆算して中継における符号誤り率または、ひずみの特性が規格される。

商用 (C·C·I·T·T 長距離電話規格程度) の 24 ch 程度の電話伝送を考えると、市内ケーブル程度の回線で誤り率  $10^{-7}$  程度が要求され、2 km ごとに 100 中継器とすると、1 中継器当り  $10^{-9}$  程度以下の誤り率が要求される。

再生中継方式は大別して、信号の符号伝送路と独立して、タイミング波を伝送する同期回線を有する“外部同期再生方式”とビット基本同期すなわちタイミング波を信号の符号から選択して符号再生を行なう“自己再生方式”<sup>(44)(47)</sup>にわかれる。

前者はタイミング波の伝送に関し直接中継方式と再変調方式に、後者はタイミング波の取り出しに関して入力駆動方式と出力駆動方式に分類される。

“外部同期再生方式” (再変調方式) と“自己再生方式”のそれぞれ 1 例を図 17 (a), (b) に示す。

再生に要求される機能は、雑音や低周波あるいは高周波部の帯域制限によって 2 進符号のうけた波形の“ひずみ”を除去することにより、大別して、

- 1) 振幅に関し波形整形を行なう。
  - 2) 変換時点に関して時間的波形整形を行なう。
- 2 機能をもたねばならぬ。

実際には、線路の雑音特性の変動、振幅位相 (遅延) 伝送特性の変動、中継器自身の雑音あるいは動作点変動にもとづく振幅、遅延伝送特性の変動が存在するので理想的な無ひずみ伝送はむずかしい。

図 18 に部分再生方式の波形例を示した。



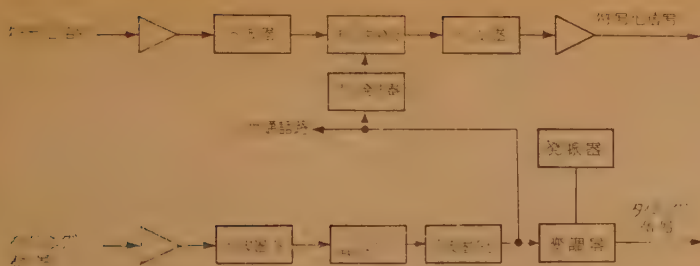


図 17 (a) 外部同期再生装置

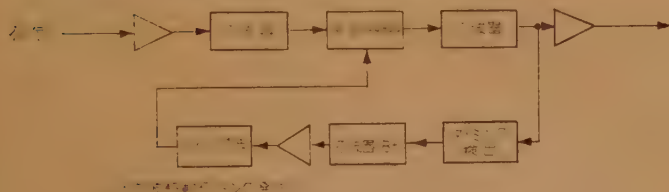
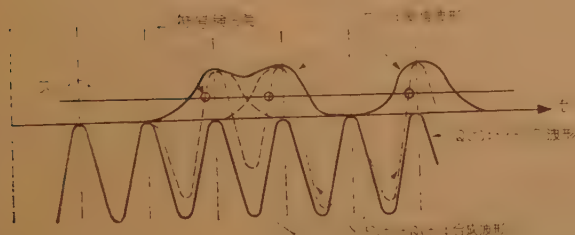


図 17 (b) 自己同期再生中継器

図 18 受信波形  $P(t)$  とタイミング波形  $Q(t)$  により符号検出する過程

すなわち  $P(t)$  なる受信波形は、なまっただけで一般に雑音の影響をうけて、その変換時点は非常に不明りょうである。しかしこれに“ビット同期”したタイミング波形  $Q(t)$  を重ね合わせて、その合成  $P(t) + Q(t)$  をある適当なレベルでスライスして、符号の存在を検出すれば、波形ひずみや、雑音の影響の極めて少ない符号を再生することができる。

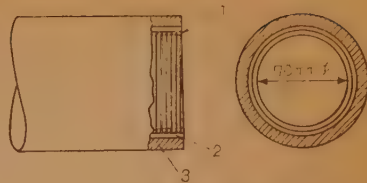
#### (b) 超多重超高周波中継方式

超高速パルス技術によって、既述の超多重（大容量）超長距離通信を行なう方式は、まだ基礎研究の段階ではあるが将来の重要な問題である。

この中継には、本質的に回線適用可能距離の長い、また経済性のある方式が望まれる。

現在の方向としては<sup>(12)(13)(14)(28)(27)</sup> ミリ波導波管による、PCM-AM 再生中継伝送方式が最も有望視されている。

たとえば 35~75 Gc（波長 8.5~4 mm）帯において、図 19 に示すとき直径 50~70 mm のらせん導波管の使用が考えられている<sup>(28)</sup>。直径の許容誤差



1' らせん導体 2. 接着材（アルミニウム） 3. 外装

図 19 らせん導波管の一例

0.02 mm 程度、許容屈曲半径も 300 m 程度で（ひだ付導波管の併用によりさらにメートル程度以下まで屈曲半径は小さくできる）、理論的には周波数とともに減衰の減る  $H_{01}$  波によって、上記帯域で 2 dB/km 程度の低損失伝送が可能とされている。この場合直線増幅器によるたとえば 30~50 km ごとの中継器と、適当に符号にもどして再生し再変調する中継（便宜上再生中継ということにする）を併用すれば、極めて長距離の高品質大容量伝送が可能であろう。

ミリ波端局の開発とともに導波管伝送技術ならびに製造上また線路費用上の問題が多く残されている

が、いずれにしてもこのようなミリ波伝送で、帯域幅 200 Mc 程度の PCM-AM 伝送を考えると、電話で 1000 ch、（カラー）テレビ 1 ch が送れ、この大束が 400 Mc 間隔で数ないし数 10 回線伝送できるとすればテレビ 1000 ch、電話 10 万回線の伝送路の建設も夢ではないと思われる<sup>(28)(27)</sup>。

#### (4) S/N と品質の問題点

電話にかぎらずテレビ信号など最終的には人間が受け取るほとんどアナログに近い複雑なパターン認識に関係した情報の伝送には、いかなるパラメータでもっていかなる種類の伝送 S/N（あるいは妨害）に結びつけて、その品質を論ずべきかという極めて本質的な問題がある。

現在までのところ工学的あるいは実用化技術上の問題としては、実験的あるいは現象的に適切と思われる仮定（たとえば C·C·I·T·T の伝送品質あるいは特性に関する勧告規格や、各国において用いられている仕様規格など）にもとづくことによって、装置を製造可

能なものにし、今日に見る通信技術あるいは通信設備の発展をもたらしているのである。

この大きな問題は今後長年月をかけて理論的に掘りさげられて行くであろうし、また別の音声合成、帯域圧縮その他の広範囲の応用分野に発展するであろう。

具体的に PCM 伝送方式を対象としても、つぎの関係が定量的には十分明確になっているとはいえない。

回線 S/N → 符号あやまり率 → 回線の品質  
(雑音種類 伝送特性) (通話品質 画像品質 その他)

通話品質については、等価減衰量 (AEN)<sup>(59)(59)</sup> の増加で考えて C・C・I・T・T の (ランダムあるいは周期性) 雑音規格勧告により仮定を行なって、方式装置の設計基準にしたり、電力であつかえるランダム雑音について音声の分布を仮定して、電力相互間の S/N あるいは対応する誤り率との関係を理論的に求めている程度である。

端的にいえば PCM あるいは  $\Delta$ -M の場合に AM (振幅) 伝送の場合と同じように S/N を規格して 100% 合理的であるとはいえない。また“通話”以外の品質についてはさらに不明確な点が多い。

工学の発展は理論と実証の連鎖によってなされるのであるから、品質の問題は現在わかっている事項にもとづく設計の装置による実験をたすけとして、われわれが将来解明すべき大きな課題ではなかろうか。

また品質の問題は信頼性とも関連して、装置、設備の経済的実現可能性おも左右する重要なものであることをつけ加えさせていただく。

## II. PCM 方式の電話その他の装置

本項では、できるだけわが国において研究開発されつゝある最近の諸装置について述べ、諸外国における装置は特殊なものに止め、詳細は文献によっていただくこととする。

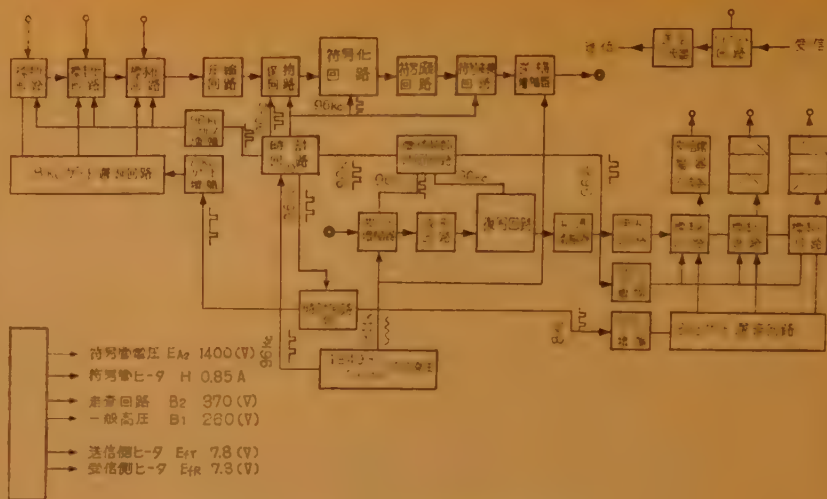


図 20 24 ch PCM 端局実験装置 (通研)

### (5) 電話多重 PCM 装置

#### (a) 符号管による 24 ch 電話 PCM 端局装置<sup>(60)</sup>

電気通信研究所において 1957~1958 年に試作研究された、所内試作による 7 単位交番 2 進符号管を用いた 24 通話路の電話 PCM 端局装置で、その要目はつぎのとおりである。

- 1) 通話路数, 24
- 2) 標本化周波数, 8 kc
- 3) 通話符号, 7 単位,
- 4) 符号器, 線ビーム 7 単位交番 2 進符号管,
- 5) 復号, 遅延回路電流荷重加算形,
- 6) 瞬時圧伸, ゲルマニウム 2 極管対直列圧縮, 短延伸張,
- 7) 真空管, 12 AT7, 12 AU 7, 6 AQ 5 など

なお 24 ch の構成は奇数 ch と偶数 ch の 2 群にわけて行なっている。実験装置の構成を図 20 に示す。

#### (b) トランジスタ 24 ch 電話 PCM 端局装置<sup>(9)(10)</sup>

富士通信機において 1960 年 6 月に研究試作を行ない、調査をつづけている C・C・I・T・T 長距離伝送規格を目標とした全トランジスタ 24 通話路の PCM 端局装置で、一次試作では符号器は高速度 2 進計数形<sup>(61)</sup>を使用している。

その要目はつぎのとおりである。

- ①. 通話路数, 24
- ②. 音声伝送帯域とレベル, 0.3~3.4kc; -8 dBm 受け, +4 dBm 渡し,
- ③. 標本化, 8 kc
- ④. 符号構成, 8 単位 (通話 7 単位, 信号 1 単位)
- ⑤. 量子化数,  $2^7=128$  ステップ

## 6) パルス基本周波数,

1.536 Mc/s

## 7) 変換方式,

PAM-PWM-PNM-PCM.

8) フレーム同期, ch 1 の第 1 パルスを 4 kc 変調<sup>(39)</sup>.

## 9) 復号, 遅延回路電流荷重加算形.

## 10) 瞬時圧伸, ゲルマニウム整流器対直列形.

11) トランジスタ FT-100 (マイクローロイ,  $f_{ca}$  100 Mc,  $P_{cmax}$  50 mW), FT-400 (シリコンメサ,  $f_{ca}$  100 Mc,  $P_{cmax}$  1 W)

## 12) 量子化雑音 S/N, 55 dB (一次試作機)

一次試作は 24ch を 4 群にわけてアナログ PAM 部で 6ch の多重化を。デジタル PCM 部で 24ch への多重化を行なって漏話と符号機速度の問題を容易にしているが, 24ch 群程度の場合は 1 群構成も可能であろう。リングは直流接点受け渡し方式で, PAM 通話路結合接続部, 瞬時圧伸器回路には波形整形回路網を設けて, 漏話の軽減と回路配線の浮遊容量の吸収を行なっている。また直流において 80 dB 程度の帰還をかけたドリフトの少ない高入力インピーダンス広帯域直流増幅器の使用によってトランジスタによる標本値保持回路の精度を高めている。また掃引 PNM 量子化回路の高精度化のために, 直線性が極めて良好で高速繰返しに適したブートストラップ回路<sup>(62)</sup>, 立上りの良い PNM ゲート回路など各所にトランジスタ化のための考慮がはらわれている。

図 21 (a), (b) に試作端局の構成を, 図 22 (a)~(f) に実験室試作機の各部波形例を, 図 23 に伝送特性の測定値を例示した。

(c) Subsampling による PCM 符号器<sup>(6), (63)</sup>

電気通信研究所において 1960 年に発表された, 24ch 7 bits 程度 (7 ビットで基本周波数 1.344 Mc/s) の PCM 方式を対象とし, 特にトランジスタの使用を考慮した符号化方式である。計数形符号器に要求される高速性や, Villars の符号器<sup>(64), (66)</sup> の (符号化所

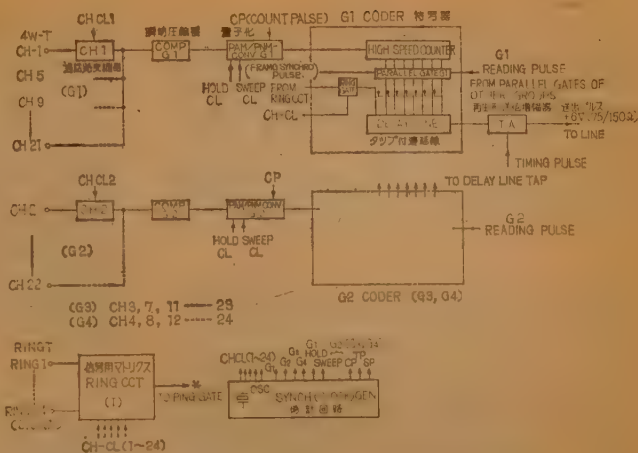


図 21 (a) 24ch PCM 端局送信部 (富士通)

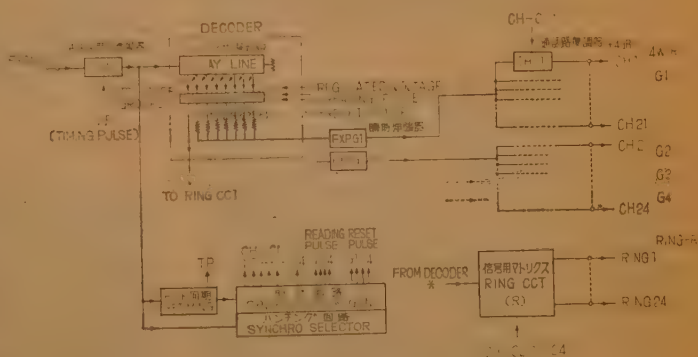


図 21 (b) 24ch PCM 端局受信部 (富士通)

要時間を短縮し, 標本値保持の問題を除くために用いる) 高級な遅延素子の多数使用を避けたのがその狙いである。

したがって生ずる, 入力インピーダンスの低いトランジスタの使用による標本値保持誤差の問題を, つぎに述べるごとく解決した帰還直列形に属する符号化方式である。

すなわち主信号をその標本値 (主標本値とよぶ) によって初期値の定まる関数形 (放電曲線) の準信号に変換したのち, この準信号を主標本化周波数より高い準標本化 (Subsampling) 周波数で標本化し, 定まった関数形に対する補償を加え, 部分反転復号器による帰還引算を行ないながら直列形の PCM 符号化を行なう方式である。Shannon-Rack 形復号器<sup>(22), (23)</sup>の場合に準準信号関数に階段波を重ね合わせてその精度を上げている。図 24 に準信号に与える関数形の一例を, 図 25 に符号器の原理構成を, さらに図 26 に主標本信号, 準信号, 準標本の波形例を示した。



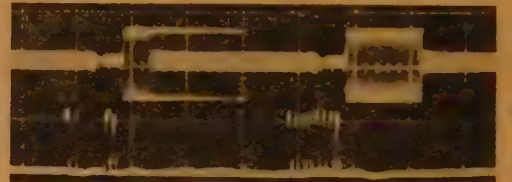
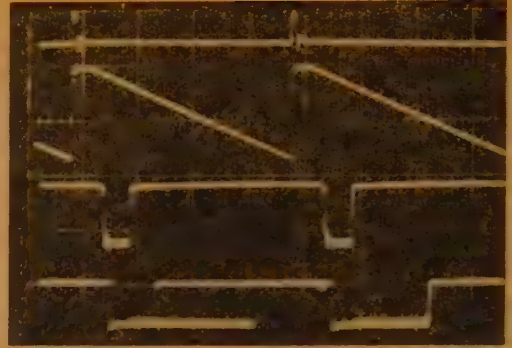
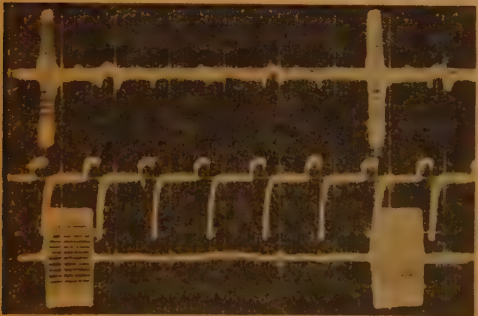
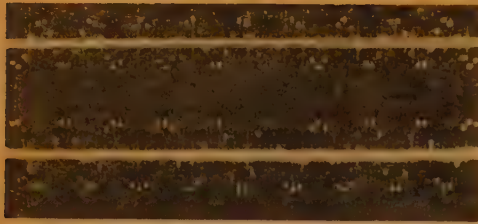


図 22 (a)~(f) 実験端局各部波形例

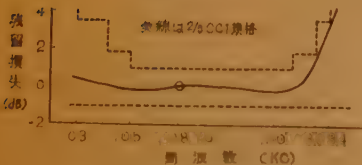


図 23 実験端局の伝送特性

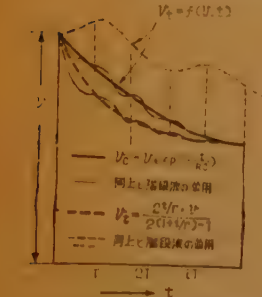


図 24 準信号関数形の例

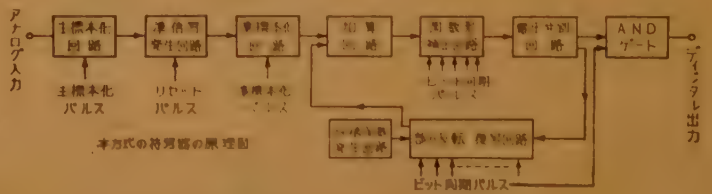
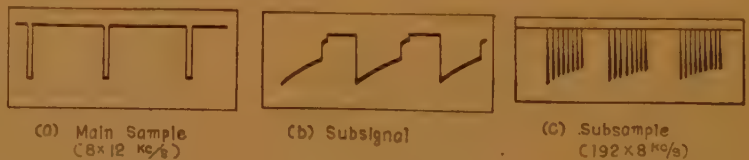


図 25 準標準化による CPM 符号器構成 (通研)



(a) 主標本 (b) 準信号 (c) 標準本  
図 26 波 形

(d) トランジスタ再生中継器<sup>(47)</sup>

電気通信研究所では、1960年に24ch, ch 当り8 bits 程度すなわち1.536 M bits/sec 程度の前節までに述べた24ch方式に対応する接合形トランジスタ(2SA90ならびに高周波トランジスタ)を用いた再生中継器の本格的な理論設計<sup>(47)</sup>ならびに回路設計試作を行なっている。

出力側から帰還する自己部分再生形で、量子化帰還<sup>(51)</sup>は行なわず、ビット基本周波数の再生には(たとえば帯域水晶共振器などの高選択度回路よりも位相の温度安定度などの安定度のとりやすい、しかも実効的に高選択度を得て<sup>(57)</sup>増幅機能もかね備えた)温度補償引き込み発振器を使用している。

図27(a)~(d)<sup>(47)</sup>にブロックダイヤ、レベルダイヤ、回路図、タイムアロケーション機能図を示した。

## (e) その他の装置

諸外国(主として米国 Bell 研)においては、トランジスタによる新しい装置は、表1の年譜に示したごとく、1958年トランジスタ24ch局間中継用(あるいは短搬用)<sup>(29)(5)(7)</sup>端局、中継器<sup>(51)(52)(55)</sup>が発表され、電子交換網と方式的に整合した ESSEX<sup>(6)</sup>はじめ多くの装置が開発実用化されているのは周知の通りである。また英国においてはすでに研究の進んでいる電子交換方式<sup>(27)</sup>との整合を考慮したと思われる、10kc 標準化、6単位の24chトランジスタPCM方式が研究されているようである<sup>(58)</sup>。

(6) 電話多重  $\Delta$ -M,  $\Delta$ -PCM 装置

わが国における多重  $\Delta$ -M,  $\Delta$ -PCM 方式装置の研究試作はつきにあげる2種のものが代表的と考えられる。

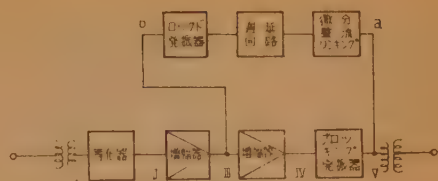
(a) 遅延線による多重  $\Delta$ -M 端局<sup>(19)(21)</sup>

大阪市立大学においては1959年に遅延線による多重重定差変調( $\Delta$ -M)方式の端局装置の研究実験結果を発表している。

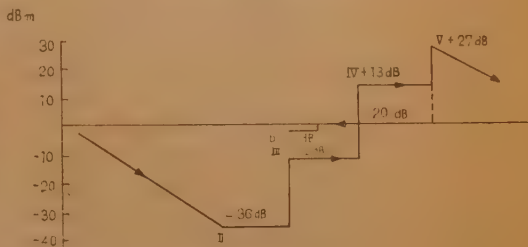
特徴は、PAM 時分割多重化した入力パルスを遅延線を用いて遅らせた1標準化周期前の出力信号と比較する方式で $\Delta$ -M多重化を行なうもので、符号器部が共通使用できて経済性が高くなることであるが、多重化が進むにつれて遅延部の波形ひずみによる漏話によって品質が制約されるので高級な遅延線が必要となる。

特殊用途に適していると考えられる。

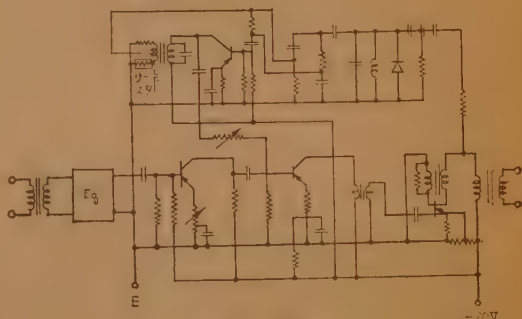
同期1, 通話路2の3ch実験装置(標準化周波数50kc)について漏話は量子化雑音レベル以下である



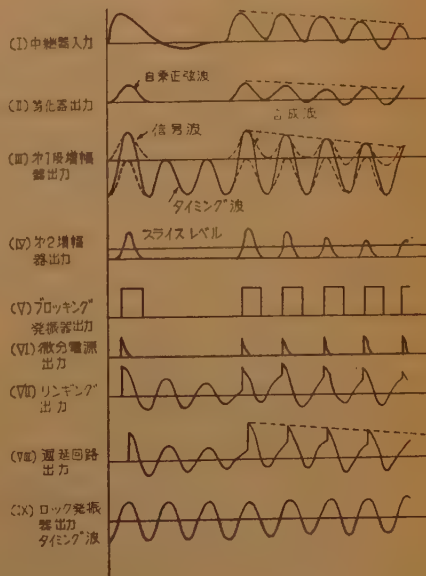
(a) ブロックダイヤグラム



(b) レベルダイヤグラム

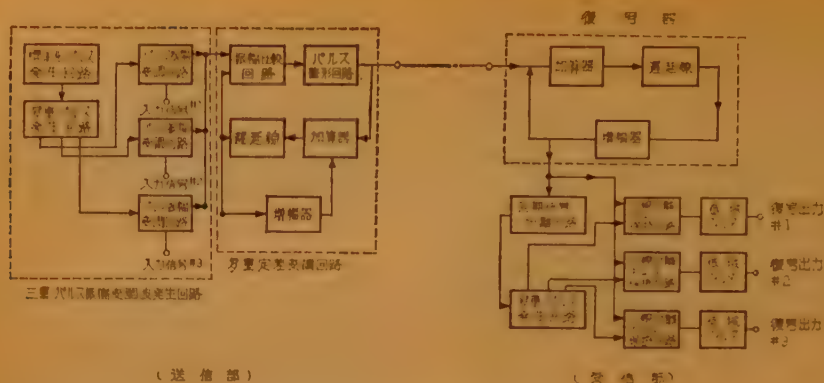


(c) 回路図



(d) タイムアロケーション機能図

図27 (a)~(d) 24ch PCM 方式用中継器

図 28 多重  $\Delta$ -M 端局装置 (大阪市大)

と報告されている<sup>(70)</sup>。図 28 に端局構成を示した。

### (b) トランジスタ 11 ch $\Delta$ -PCM 端局装置<sup>(20)</sup>

日本電気において 1960 年 7 月に発表した試作 11 ch 全トランジスタ多重  $\Delta$ -M 端局装置をつぎに概説する。

その要目はつぎのとおりである。

- 1) 通話路数, 11+1 (同期回線)。
- 2) 符号化, 単一積分  $\Delta$ -M; 積分しゃ断周波数 160 c/s。
- 3) 標本化周波数, 80 kc/s。
- 4) 音声伝送帯域とレベル, 0.2~3.4 kc/s; 0 dBm 受渡し。
- 5) 量子化雑音 S/N, 45 dB。
- 6) クロック周波数, 960 kc/s。
- 7) 送信パルス幅, 約 0.5  $\mu$ s。
- 8) ビット同期, 水晶共振器式。
- 9) フレーム同期, デジタル同期<sup>(44)</sup>。

特徴として, 符号器は通話路数だけ用いざるを得ないが, トランジスタ 2 個, ダイオード 1 個の簡単な構成なので比較的経済性をもっていることがあげられ, またフレーム同期方式はデジタル方式<sup>(44)</sup> (リセッ

トしない最も簡単なもの) を用いていることである。

図 29 に端局構成をあげた。

### (7) (周波数分割) 超多重化 PCM 方式装置<sup>(12) (14) (26) (57) (70)</sup>

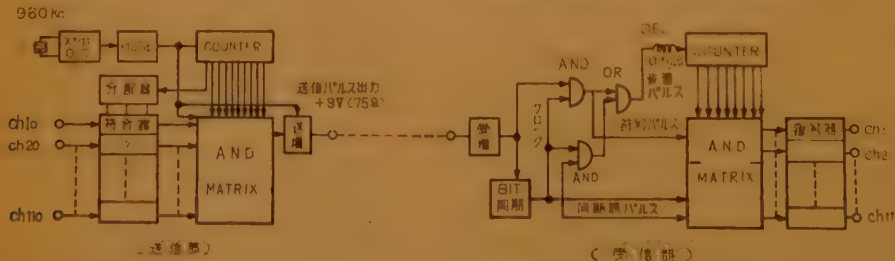
周波数分割の超多重電話もしくはテレビ伝送すなわち 10 Mc 程度の広帯域信号の伝送には, 標本化周波数 20 Mc 以上, 8 bits 程度の PCM 方式が用いられる\*。

したがって取り扱う通話速度は 160 M bits/sec 程度以上となる。

この種高速トランジスタパルス回路として, 1959 年に, Bell 研究所における 160 M bits/sec の高速信号合成回路, ならびに波形再生 (中継) 回路が発表されている<sup>(70)</sup>ので, まだ未完成のこの超多重 PCM 方式の実現性を明らかにした一段階としてここにあげておく。

使用トランジスタはウエスタン社の A 2104 (2N 509) (ゲルマニウム, メサ  $f_{ca}$  750 Mc,  $P_{cmax}$  150 mW) 形である。

160 M bits/sec 信号の合成はデジタルの 10 M bits

図 29 11 ch  $\Delta$ -PCM 端局装置 (日電)

\* 多重化される各搬送電話通話路は, 無通話時にも平均音量程度のレベルの信号の送出される, “無通話時送出形” リンガ方式が用いられる必要がある。



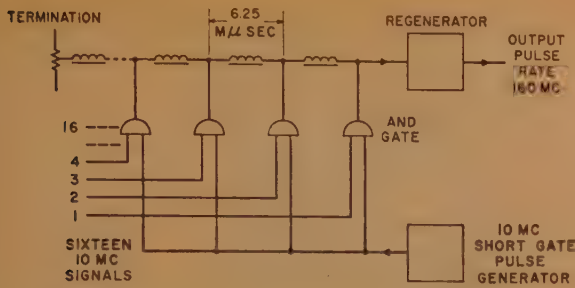


図 30 160 Mc 信号合成 (多重化) 回路

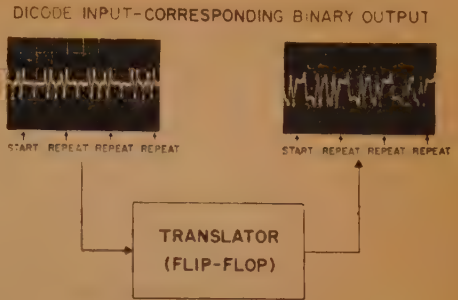
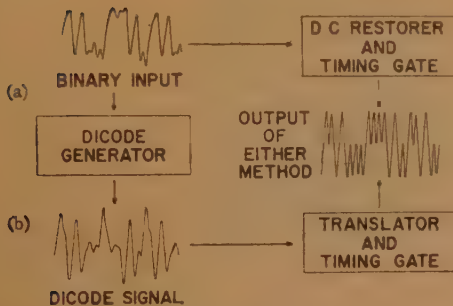
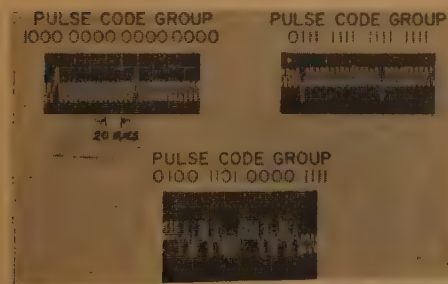
図 33 超高速フリップフロップ (F.F.) による  
ダイコード→2進符号変換図 31 160 M bits/sec の高速パルス符号の  
2 種の再生 (中継) 方式

図 32 160 Mc くりかえし PCM 符号の再生波形例

信号 16 組 (並列符号) を  $6.25 \mu\text{s}$  ごとにタップを 15 個出した遅延線で結合して直列 160 M bits 信号を得ている (II.(5)(b) の方式と同じ考え)。

また波形再生増幅 (整形中継) には、2 種類の方法を提案し、両方式の回路波形などを示している。

すなわち直流分伝送しないために生ずる平均直流分変動による回路動作の制約を解決するため (次節(8)の“相補符号”を用いる理由と同じ) に、① 2 進符号を微分して正負の変化のみを示す“ダイコード”符号波形と変換しこれをトリガとして超高速フリップフロップを確実に駆動して、2 進符号にもどすとともに波形再生増幅を行なう。② 直流分変動補償を行なったのち、タイミングによる波形再生増幅を行なう。とい

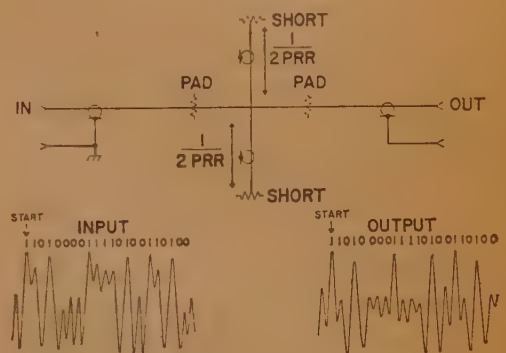


図 34 2進→ダイコード符号変換器

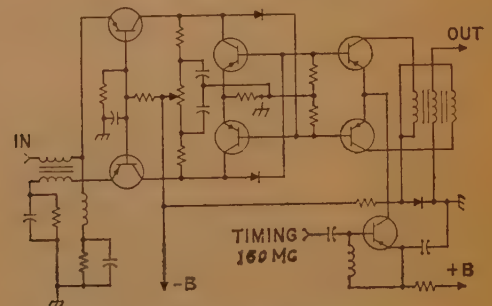


図 35 ダイコード→2進符号変換器と再生増幅器

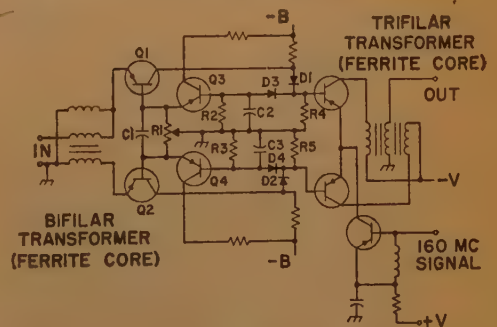


図 36 DC 分補償器と再生増幅器

う2方式である。

なおこゝには超広帯域の入出力変成器<sup>(73)</sup>によって直流シャ断と、インピーダンスの変換などを容易かつ安定に行なっている。

図 30 に 160 M bits 信号合成回路, 図 31 に上記の2再生方式説明, 図 32 に 160 M bits 再生出力波形例, 図 33 にダイコード→2進符号変換波形例, 図 34 に2進→ダイコード変換回路, 図 35 にダイコード方式再生増幅回路, 図 36 に直流分補償方式再生増幅回路を示した。

### (8) テレビジョン PCM 装置

テレビジョン信号の PCM 伝送は, すでによく知られているように 4.3 Mc 帯域幅の信号に対して 10 Mc の標本化を行ない, 5単位 (32 ステップ) の量子化を行なえばかなり良好な画像が得られることが Bell 研 W.M. Goodall 氏によって 1951 年に実験結果が発表されている<sup>(72)</sup>。

また, わが国においてもテレビジョンの帯域圧縮と関連して, NHK 技研の鈴木氏らの研究<sup>(74)</sup>や, さらに符号化を徹底した国際電々研究所榎本氏の予測を含めた研究<sup>(75)</sup>があるが PCM 方式そのものでないので一応割愛させていただく。たゞテレビ信号はフレーム間においてかなり相関性が高いので, すでにふれたように  $\Delta$ -M 方式がかなり情報源との整合のよいものであるということはいえよう。

さて本節冒頭にふれた Goodall 氏の実験は, 伝送路として具体的なものを考えていなかったが, 一つの方式適用の方向を示すものとして, また符号化ならびに高速度符号伝送技術 (テレビにかぎらず) の発展を示すものとして, おなじく Bell 研の R.L. Carbrey 氏の実用化に近づいた試作研究が 1960 年 9 月に発表されている。これは大略つぎのようなものである。

(PCM による音声ケーブルを使用するテレビ伝送端局ならびに中継装置)

信 号: 4.3 Mc 黒白およびカラー 商用テレビ映像信号。

標本化: 10 Mc

符号化: 板状ビーム符号管。

符 号: 7 単位並列符号, “相補符号” 形式で伝送。

復 号: 相補符号→交番2進→2進→荷重加算復号。

伝送路: 6000 ft. ごと装荷の22ゲージ (約 0.6mm $\phi$ ) 市内音声ケーブル7対

中継器: 3000 ft ごとの量子化帰還自己再生中継器, 7 個の再生増幅器を1パッケージに収容したもの。



図 37 送信端局

受信端局および中継器における平衡不平衡変換用変成器の使用を容易にしている特徴をもつ。



図 38 再生中継器ユニット

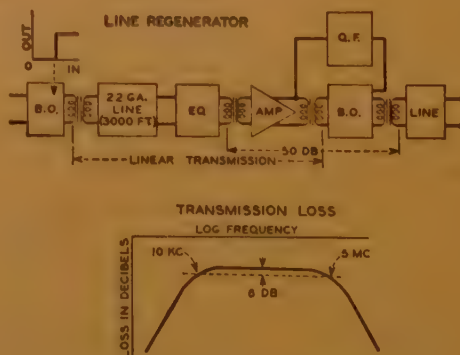


図 39 1 デイジット当りの再生中継器構成

また、符号管およびその偏向回路をのぞき、端局、中継器ともにトランジスタ化されており、“コンパクト”な装置を試作している。

図37に送信端局、図38に中継器(ユニット)図39に中継器構成、



図40 黒白表示した7ディジットPCM伝送後のカラーテレビ画像

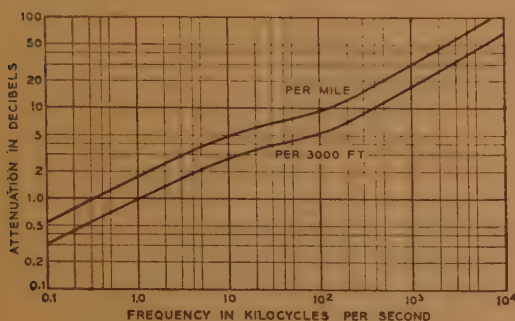


図41 22ゲージケーブルの損失特性

図42に受信端局、図40に黒白表示したカラーテレビ受信再生像の1例を、さらに図41にケーブル損失特性を示す。

## あ と が き

PCM通信方式は、S/N耐力の強い中継という方式上の長所をトランジスタを主とする半導体素子の高性能化、小形軽量化、信頼性経済性の向上によってさへえられ、近い将来実用に移されようとしているある意味では未完成の新しい方式である。

したがって、すでに実用的に長い歴史をもち、すでに幾多の経験が方式上、回路上につまれているたとえば周波数分割多重搬送方式などにくらべ、標準方式、

規格、経済性などの各面でわかっていないことが多い。

たとえば同様に成長をつづけている時分割電子交換方式との整合、あるいは導波管によるミリ波中継方式との整合など、論を電話伝送にかぎっても、いくたの理論と実験によって克服すべき実用化上の問題があり、通信形態工学上重要な課題である。

また最近のいわゆる“マイクロモジュール”ないしは“モレキュラーモジュール”などの進展状況からみて、近い将来にはこれらの“極小回路機能素子”との整合を回路方式上考えに入れられないわけには行かぬであろうし、またPCM方式こそはもっとも整合のよい通信方式でもあるといえよう。

本稿においては、これら多くの実用化上の重要課題に対し、その問題の存在を明らかにし、その解決のために努力すべき方向を示すことに主眼をおいてPCM方式を論じたつもりである。読者諸賢におかれてこの点をおくみとりいたゞけるならば幸いである。

最後に本稿とりまとめについて御指導いただいた通研伝送研究室、星子室長補佐その他のかたがた、 $\Delta$ -M方式に関し御教示いたゞき貴重な研究資料を提供された大阪市立大、田中教授、北浜助教授、山下講師、各種文献を御教示いただいた大阪大学青柳教授、宮脇教授その他のかたがたに深く感謝申し上げる。

## 文 献

- (1) 星子：(本号)2-1. 符号伝送。
- (2) 増田：(本号)3-3. マイクロ波通信方式、および川橋、大橋：(本号)3-4. マイクロ波中継機器
- (3) 重井：(本号)3-1. 同軸伝送方式および山本、遠藤：(本号)3-2. 同軸伝送装置
- (4) 金田：(本号)2-2. IDP方式
- (5) M.B. MacDavid: "Transmission application-pulse code modulation", Bell Lab. Rec. **38**, p. 200, (June 1958).
- (6) H.E. Vaughan: "Research model for time-separation integrated communication", B.S.T.J., **38**, p. 909, (July 1959).
- (7) D.B. James, J.D. Johannessen: "A remote line concentrated for a time separation switching experiment", B.S.T.J. **39**, No.1 p. 31 (Jan. 1960).
- (8) 星子, 木村, 長田: "Subsampling PCM方式", 昭35連大論文集, 1706.
- (9) 川島, 樋下: "24通話路試作PCM端局装置", 昭35信学大論文集, 355, (Nov. 1960).
- (10) 山崎, 遠藤, 川島, 樋下: 試作PCM端局装置について, 通信方式専門委資料, (1960年10月11日). Transistor pulse circuits for 160-Mc clock rates.
- (11) J.C. Noll: Part II: "Parallel-to serial multi-

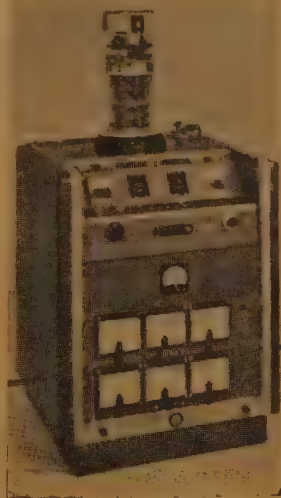


図42 受信端局



- plexing", Trans. I.R.E. on Electronic Computers, p. 436, (Dec. 1959).
- (12) G. Bosse: "Code modulation für die Trägerfrequenz-technik", VDE-Fachberichte **19**, S. 223, (1956).
- (13) B.M. Shtein: "O Peredache Gruppovogo Signala s Chastotnym Deleniem Kanalob Metodom Kodovo-Impul'snoi Modulyatsii", Elektro sbaz **13** [2] p. 43 (1959).
- (14) O. de Lange: "The timing of High-speed regenerative repeaters", B.S.T.J., **37**, p. 1455, (Nov. 1958).
- (15) 星子, 木村, 荒谷: "符号変調方式の伝送特性", 通研実報, **9**, p. 83 (July 1960).
- (16) L.A. Meacham, E. Peterson: "An experimental multichannel PCM system of toll quality", B.S.T.J., **27**, p. 43, (Jan. 1948).
- (17) F. de Jager: " $\Delta$ -modulation, a method of P. C.M. transmission using the 1-unit code", Philips Res. Rep., No. 7 p. 422.
- (18) L.H. Zetterberg: "A comparison between delta and pulsecode modulation", Ericsson Tech. **11**, p. 95, (1955).
- (19) 田中, 北浜, 中村: "定差変調に関する基礎実験", 昭 31 連大論文集 753, (昭 31-05).
- (20) 仲丸, 関本, 金子: "全トランジスタ式多重定差変調端装置", 昭 35 連大論文集 1710,
- (21) 田中, 北浜, 細川: "遅延線を利用した定差変調多重通信", 昭 34 関西支部連大 210.
- (22) 喜安: "パルス符号変調方式", 通信工学のトピック (Book), 電気通信学会, (昭 28-11).
- (23) 三木, 萩原: "パルス通信", (Book) 通信工学講座 8-C, 共立出版.
- (24) C.E. Shannon: "Communication in the presence of noise", I.R.E. **37**, p. 10, (Jan. 1949).
- (25) C.E. Shannon: "The mathematical theory of communication", B.S.T.J., **27**, No. 3 p. 379, **27**, No. 4, p. 623, (1948).
- (26) 染谷: "波形伝送", (Book), (Oct. 1949) 修教社
- (27) L.R.F. Harris: "Time sharing as a basis for electronic telephone switching—A switched high ways system", P.I.E.E., **103**, pt. B, (Nov. 1956).
- (28) W. Neu Harlow: „Über mittelungssysteme hoer Kapazität", Bull. Suisse Electriciens, Teil 51, No. 15 p. 205 (Mars 1960).
- (29) 水口: "局間中継線の多重化", 信学誌, **43**, p. 1030 (Sept. 1960).
- (30) 星子, 倉橋: "パルス通信 (1), "パルス回路応用", 電子科学, **11**, p. 87, (Jan. 1961).
- (31) W.R. Bennett: "Spectra of quantized signal, B.S.T.J., **27**, No. 3, p. 446, (July 1948).
- (32) B.D. Holbrook, J.T. Dixon: "Load rating theory for multichannel amplifiers," B.S.T.J., **10**, No. 4, p. 624, (1939).
- (33) L.J. Libois: "Un nouveau procédé de modulation codée "la modulation en delta", Onde Elect. **32**, No. 1, p. 26, (1952).
- (34) L.J. Libois: "Noise and distortion in PCM, Cable and Trans. p. 65, (Jan. 1952).
- (35) H. Van de Weg: "Quantizing noise of a single integration delta modulation system with an N-digit code", Philips Res. Rep. **8**, No. 5, p. 367, (Oct. 1953).
- (36) 三根: "瞬時縮伸器を用いた通信系の情報理論的考察", 信学誌, **38**, p. 775, (Oct. 1955).
- (37) P.F. Panter, W. Dite: "Quantization distortion in pulse-count-modulation with nonuniform spacing o levels", I.R.E., **39**, p. 44 (Jan. 1951).
- (38) B. Smith: "Instantaneous companding of quantized signals", B.S.T.J., **36**, No. 3, p. 653, (May 1957).
- (39) J.M. Manley: "Synchronization for the PCM receiver", Bell Lab. Rec. **27**, p. 62, (Feb. 1949).
- (40) D.A. Huffmann: "The synthesis of linear sequential coding networks, C. Cherry, Information Theory", p. 77, Butterworths Sci. Pub., London, (1955).
- (41) R.H. Barker: "Group synchronizing of binary digital systems, W. Jackson, Communication Theory", p. 273, Butterworths Sci. Pub., London, (1953)
- (42) 鈴木, 金子: "時分割多重 PCM における同期方式", 昭 33 信学大全, 265.
- (43) 南: "2進符号伝送におけるグループ同期について", 通研実報, **9**, p. 425, (1960).
- (44) 仲丸, 金子: "時分割多重符号伝送における同期方式", 信学誌, **43**, p. 1388, (Dec. 1960).
- (45) 中込: "調歩式印刷電信の調歩崩れによる誤字", 信学誌, **38**, p. 290, (April 1955).
- (46) 田中, 北浜, 山下, 壺井: "符号変調通信の一方式", 昭 33 連大論文集, 1069, (May 1958).
- (47) 星子, 荒谷, 大川原, 秋山: "再生中継器設計理論", 通研実報, **9**, p. 701, (1960).
- (48) O.E. De Lange, M. Pustelnyk: "Experiments on the timing of regenerative repeaters", B.S.T.J., **37**, No. 6, p. 1488, (Nov. 1958).
- (49) W.R. Bennett: "Statistics of regenerative digital transmission, B.S.T.J., **37**, No. 6, P. 1501, (Nov. 1958).
- (50) H.E. Rowe: "Timing in a long chain of regenerative binary repeaters", B.S.T.J., **37**, No. 6, p. 1543, (Nov. 1958).
- (51) L.R. Wrathall: "Transistorized binary pulse regenerator", B.S.T.J., **35**, No. 5, p. 1059, (Sept. 1956).
- (52) E.D. Sunde: "Self-timing regenerative repeaters", B.S.T.J., **30**, No. 4 p. 891, (July 1957).
- (53) E.D. Sunde: "Theoretical fundamentals of pulse transmission, Pt. I, II", B.S.T.J., **33**, No. 3, p. 721, (May 1954). No. 4, p. 987, (July 1954).
- (54) 星子, 南, 大森: "2進符号伝送における伝送ひずみによる誤り率と符号ひずみ特性", 信学誌, **43**, p. 146, (Feb. 1960).
- (55) G.R. Partridge: "A transistorized pulse code repeater, A.I.E.E. Comm of Electronics, No. 46, p. 826, (Jan. 1960).
- (56) J.A. Narud, M.R. Aaron: "Transistor block-

- ing oscillator with nonlinearities", B.S.T.J., 33, No. 3, p.785, (May 1959).
- (57) Ju. I. Kaznacheev : Dal'nyaa Sbiaz' po Bol-nobodam, (Distant Communication with Wave-guide) Bestnik, Akademii, Nauk, S.S.S.R., 1960-02, 67.
- (58) 第 4 部門, 技術関係国際会議, p. 1998, 通信工学ハンドブック, 昭和 32 年 7 月, 電気通信学会編, 丸善,
- (59) 三浦: "通話品質", (Book), 通信工学講座 9-A, (昭 30-11). 共立出版社
- (60) 山口: "24 通話路 PCM 端局装置の研究", 通研実報. 8, 2, p. 119, (1960).
- (61) 川島, 樋下: "トランジスタ 高速計数回路", 昭 35 連大論文集, 1711.
- (62) 川島, 星野: "直線電圧(電流)掃引回路の改良". 特願昭 35-41342 (昭和 35 年 10 月 8 日)
- (63) 星子, 木村, 長田: "Subsampling PCM の部分復号器", 昭 35 信学全大論文集, 358.
- (64) C.P. Villars: "Design of transistorized 1.5 megabits analog to digital encoders". I.R.E.-A.I.E.E. Solid State Circuit Conf. (Feb. 1959).
- (65) C.P. Villars: "Encoder for pulse code modulation", U.S. Patent, No. 2, 876,418, (May 9, 1957).
- (66) 星子, 荒谷, 大川原: "2 進パルス再生中継器の設計法", 昭 35 連大論文集, 1730, (July 1960).
- (67) R. Spence, A.R. Boothroyd: On the discrimination of a synchronized oscillator against interference accompanying the synchronizing signal", P.I.E.E., Monograph, No. 307 R. Pt. C. (June 1958). 同文献邦訳  
川島(訳): "同期信号に含まれた妨害波に対する同期引込発振器の弁別作用について", 文献紹介, 非直線理論専門委資料 (1960 年 4 月 22 日).
- (68) H.T. Prior: "The application of transistors to line communication equipment", P.I.E.E., Pt, B, (May 1959).
- (69) 田中, 北浜, 細川: "遅延線を利用した定差変調多重通信(続報)", 昭35連大論文集, 1709 (July, 1960)
- (70) W.J. Giguere, J.H. Jamison, J.C. Noll: "Transistor pulse circuits for 160-Mc clock rates. Part I—Pulse regeneration, Part II—Parallel-to-serial multiplexing, Trans. I.R.E. on Electronic Computers, p. 432, (Dec. 1959).
- (71) C.L. Ruthroff: "Some broad-band transformers", I.R.E., 47, p. 1337, (Aug. 1959).
- (72) W.M. Goodall: "Television by pulse code modulation", B.S.T.J., 30, p. 33, (Jan. 1951).
- (73) R.L. Carbrey: Video transmission over telephone cable pairs by pulse code modulation", I.R.E. 48 p. 1546 (Sept 1960)
- (74) 鈴木: "テレビジョン帯域圧縮の一方式", 昭 32 連大論文集, No. 801, (April 1957) および(本号) 42, テレビ伝送.
- (75) 榎本: "テレビジョン信号の帯域圧縮の一案について", インホームেশョン委資料, (1956 年 5 月 17 日)
- (76) 小口: "ミリ波の導波管伝送", 海外技展術望 1. 信学誌, 43, p. 994, (Sept, 1960).

### 3. 超多重伝送方式

UDC 621.395.44 : 621.315.212

#### 3.1 同軸伝送方式\*

正 員 重 井 芳 治

(電気通信研究所)

同軸ケーブルを用いた伝送方式の概要に関して既に昭和 32 年 4 月本会誌に総合報告された。その内容は主として当時外国技術の導入をおこない実施された同軸 960 通話路方式（以下に C-960 方式とする）に集中している。その方式は標準方式として各国とも商用化し既に相当の実績を得ているが、その後回線増の要求により、またさらに経済的な回線を得るために 2, 3 の新しい伝送方式が開発されつゝある。もとより類似の方式であり基本的な諸問題における考察の方法は搬送方式全般に共通であるから上の報告に詳しい。それらの重複を避け、最近 2～3 年の発展と将来の見通しについて述べる。同軸ケーブルは市外電話回線の幹線用として用いられるから欧州では国際間の接続の問題なしに進展することはない。このことは日本においても充分考えねばならないことであるから、最近の開発は C.C.I.T.T. の会議に貢献し、また決定事項に従いつゝ運ばれている。

##### (1) 同軸ケーブル伝送の特長

同軸ケーブルは内外径 2.6/9.5 mm の同軸管からなるものが C.C.I.T.T. 規格があり国際的に普及している。この同軸ケーブルは線路損失が少ないという広帯

域性をもっていることも重要であるが、広く幹線ルートに使用される有用性はその漏話特性が良いことである。すなわち円筒状の内部導体が管状の外部導体により完全にとりまかれた閉空間を形成し隣接導体との静電容量・相互誘導が存在しない。その代わり導電結合が生ずるけれども表皮効果のため高周波になる程少ない。このため搬送ケーブルのように方向別 2 条数設することなく、同一ケーブル内に必要管数を束にすることができる。現在では 2, 4, 6, 8 本までできている。図 2 は 4 管同軸ケーブル 9 km に対して測定した標準漏話特性を示し、最悪の漏話は低周波に生じ、この保護のために外部導体のまわりに二重の銅帯をまいていいる。損失は表皮効果のため周波数の平方根に比例し、比較的少ないため増幅可能な限り高周波まで広帯域伝送できる。

同軸ケーブル自身は他のケーブルに比べ高価であるけれども、経済性は通話路当り価格で比較するから超多重伝送として利用すれば経済的になる。また需要面でも最近の長距離市外幹線は数百ないし数千通話路の大回線束が要求されている。衆知のごとく、このようなルートに対して有線と同軸方式・無線でマイクロ方



図 1 同軸ケーブル

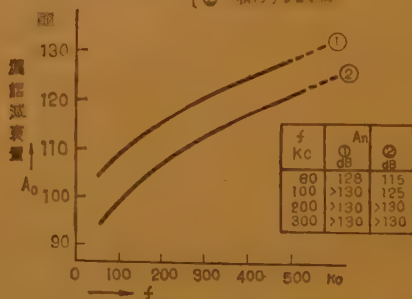
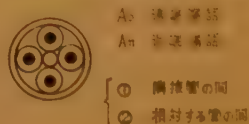


図 2 標準同軸 9 km の漏話特性

\* Coaxial Cable System for Supermultichannel Communication. By YOSHIHARU SHIGEI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo).  
「資料番号 5098」





図 3 標準同軸敷設図

式が実施されており、方式によりそれぞれ特長がある。同軸方式の長所は 60 通話路（超群）・12 通話路（群）による分岐が容易なこと（ろ波器を通過させるのみで他の方式へ直接接続できる）また分岐による通話路の無駄がない等であろう。同軸ケーブルは諸外国において昭和 29 年より敷設され、現在本土縦断が約 90% 完了している。（図 3）

同軸ケーブルの内外径比は損失を最小にする条件から銅の場合 3.6 が最適となり一般に用いられている。この場合管を太くすると損失が減る代わりに価格が上昇し、細くすると損失が増加し中継器の価格が上昇するという条件がある。真空管増幅器に基礎をおいて帯域 4 Mc/s と仮定した場合、図 4 の曲線が得られ現在の標準同軸採用の根拠となった。しかしこの関係は非常になだらかな曲線であり、また基礎となる線路や中継機器の価格を示す曲線が材料費、技術進歩により変わるものであるから当然現在では変化しているはずである。その変化はケーブルの製造・敷設に関するより中継器の方が大きいから最低点がケーブルの細心化へ移行する傾向になる。この意味からトランジスタ導入

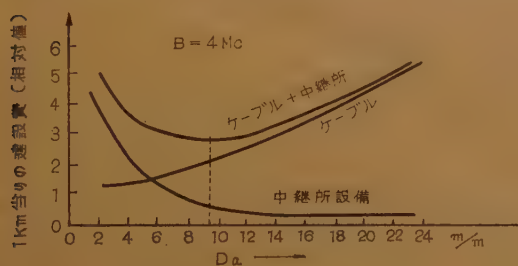


図 4 外部導体内径の関数として長距離通信敷設の建設費

により中継機器の安定化・経済化が期待できる場合、ケーブルが細心化してゆくのは当然であろう。また上述のように同軸ケーブルは高周波限界が損失のみであるから増幅技術あるいは方式設計手段の進歩とともに広帯域化することは、既設ケーブルの利用を重視すれば当然考えられる。このような現状から既設ケーブルを主体として C-6 M

方式、C-12 M 方式が開発せられ、他方トランジスタ中継器の導入による新方式として細心同軸方式が開発せられた。特に C-12 M 方式は 2700 通話路を同時伝送する方式であって、8 管同軸の場合約 10,000 通話路を伝送する。32 年頃 4,000 回線程度を目標として敷設された東京一大阪同軸ケーブルも現在では大幅に上まわる数を要する見通しであり、早急に C-12 M 方式を用いねばならない状況にある。

## (2) C.C.I.T.T. の動向

同軸方式は国際回線として接続頻度が多い故 C.C.I.T.T. の勧告等を充分考慮し、またその関係を明確化する必要がある。C-960 方式については日本の方式は全面的に勧告に従って設計された。詳細は前回の報告<sup>(1)</sup>にある。

欧州のテレビ方式について C.C.I.T.T. は従来 405 本 (3 Mc 英) 625 本 (5 Mc 仏) 819 本 (10 Mc 仏) 等種々の方式があるが、テレビ伝送路として 625 本 (5 Mc) を標準に考える傾向にある。これに従い VSB 方式による同軸伝送方式に関し変調波形（図 5）、残留側波波形成（送信・受信 3 dB 宛おこなう）、残留側波波帯域 (500 kc)、線路パイロットに関し 2 案（1 案は 308 kc, 4,142 kc, 6,142 kc を用いる、他は 308

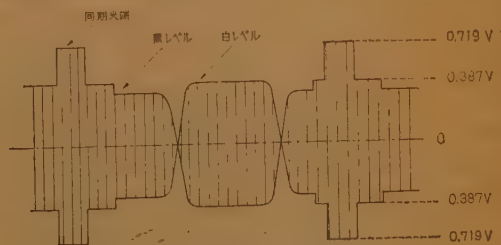


図 5 VSB 6 Mc 方式変調波形

kc, 4,092.45 kc, 6200 kc を用う) 等方式概要が勧告された。テレビ品質の伝送規格については C.C.I.R. とも関連し検討がおこなわれている。わが国では 525 本テレビであるから概略の参考にとめるが、この方式はわが国で最近商用となった C-6 M 方式(1380 通話路)と関連するので若干注目を要する。

4 Mc/s を超える伝送方式はいかになるかという問題で C.C.I.T.T. では約 4 年前より議題に上り、作業委員会をもって新方式の具体化がすめられ、各国の資料にもとづき 12 Mc/s 方式が勧告される段階となった。これはわが国で既に昭和 30 年より研究中の C-12 M 方式に相当するもので、各国とも主幹線用新方式として開発途上にある。これらの現況<sup>(3)</sup>は後章に述べるが、C.C.I.T.T. 勧告のおもな部分は完了し、伝送信号のエンファシス・テレビ電話同時伝送時のレベルとエンファシス・テレビ試験信号の種類等、超主群の分岐等が残された問題である。

昨年より細心同軸方式について新たに作業委員会が作られ、トランジスタを用いた新伝送方式について検討がおこなわれている。帯域 60 kc/s~1.3 Mc/s を用いた 300 通話路方式を対象とし既に周波数配置・パイロット・送信レベル・ケーブルの種類・中継区間等の検討が進んでいる。また一部にトランジスタの限界をよくみてから決定すべきで、発展過程にある現在のトランジスタを考えるのは時期尚早ではないかという意見もあり勧告までは進んでいない。ケーブルについてはインピーダンス 75 Ω、損失 5.3 dB/km, 1 Mc/s が決定された報告があり、わが国で計画中の細心同軸方式も原則的には一致している。これらは今後 C.C.I.T.T. と密接に関係を保ちつつ開発される。

回線雑音は同軸・マイクロそれぞれの方式にきめられた標準擬似回線について規定され、特にマイクロ方式に対して Fading 等による分布を取り入れた勧告案が研究されつつあるが、同軸方式に対しては従来通り最繁時の 1 時間平均雑音で 10,000 pW 以下と規定している。さらに搬送電信の伝送に関しては群(12 通話路)の中の数通話路にしか伝送せず、そのレベルは相対レベル 0 dB の点で 135 μW とした。これは電話信号より高いので隣接通話路への反転漏話で通話路ろ波器の規格が厳格になる心配がある。これについて隣接通話路に搬送電信がくるのは 1/6 を考えれば良い(5/6 は電話通話路)と規定された。つぎに各群変換段に与える大体の設計上の雑音量を表 1 のように与えている。これらは長距離回線網の複雑さが増すにつ

表 1 各変換段の変復調(対)に対する雑音設計目標  
(CCITT SGI. COM-165 より)

通 話 路 変 換 段	200~400 pW
群 変 換 段	60~100 pW
超 群 変 換 段	60~100 pW
主 群 変 換 段*	80~120 pW

\* 超主群についてまだ検討が進んでないが当然含むものと考えられる。

岐にわたるにつれて、技術革新とともに少しでも有効に良品質伝送をしようとする意図の表われであろう。レベル変動については国際回線の保守の立場から基準を作成しようと努力しており、各国から資料を集めて検討中である。たとえば群の単位ではそのパイロット 84,080 kc/s のレベル安定度が平均値 $\sigma$ で次式

$$\sigma = 0.044 + 0.01 \times L \text{ (nep.) AGC あり}$$

$$\sigma = 0.06 + 0.05 \times L \text{ (nep.) AGC なし}$$

(ただし  $L$  は 1,000 km を単位とする数) 等の案が検討されている。このような傾向は電話網の全国即時ダイヤル等の新技術を実施するとき要求される問題である。技術的にみれば現状ないしその改良によりそれぞれの分野で安定度限界を明確化し、更に通信網系としてそれぞれがいかにあるべきかを総合検討すべき問題である。わが国でも問題化しつつあり、測定データを基礎として不十分のものは安定化させ、また特性維持のため保守基準を明確にする等重要な技術である。

本節の結論として広帯域の搬送技術では安定度や保守についてまだまだなぶところが多いけれど、新技術の点では諸外国のレベルと同等にあると考えられる。

### (3) 雑音・非直線ひずみ

従来多重信号の音量は Holbrook & Dixon<sup>(4)</sup> を参考にして来たが、C.C.I.T.T. ではこれを公式化し通話路では信号に 10 μW、音声に 22 μW、話中率 0.25 とし多重信号の平均電力  $n(\bar{P})$  は

$$\left. \begin{aligned} n(\bar{P}) &= -15 + 10 \log_{10} N \text{ dB}, & N > 240 \\ n(\bar{P}) &= -1 + 4 \log_{10} N \text{ dB}, & 12 \leq N \leq 240 \end{aligned} \right\}$$

ここで  $N$  は通話路数である。しかし数百通話路を取扱う場合には変化はない。

熱雑音(基礎雑音ともいう)や非直線ひずみ雑音に対する規格の考え方は前報告<sup>(1)</sup>と変わるはずもないが最近伝送系の信号レベルを周波数によって変えるいわゆるプリアンファシスを取り入れた設計理論が確立しつつある<sup>(5)</sup>。伝送系は適当な中継距離ごとに中継器を継続する図 6 の形に構成し、線路損失を中継器が補償し回線系は損失がない。ここで線路の損失は  $\sqrt{f}$  特

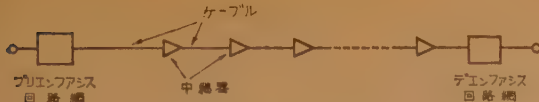


図 6 中継伝送系

性をもっているので低周波では 5~6 dB の利得であるが、高周波では 40~50 dB の利得となる。このような傾斜利得を前置等化器で全部実施せず帰還増幅器の帰還回路に傾斜特性を分担させれば、入力真空管格子では信号レベルに傾斜がつき最低レベルの生ずる最高周波数で最悪  $S/N$  となる。このことは最高周波数において熱雑音に対する制限が与えられるのであって、同様に非直線ひずみ雑音は二次変調差波が最大となるため最低周波数の通路に制限がくる。したがって熱雑音・ひずみ雑音に規格 10,000 pW を分配して、それぞれをその範囲内におさめる従来の設計法をやめ総合雑音を信号レベルの関数として求め、信号にプリアンプを設けるとき総合雑音がいかに変わるかを明確化しその効果を算出した。結論としてエンファシスの効果は 2~3 dB 期待できることがわかり、その上この結果生ずる帰還増幅器の作り易さを考えれば今後大いに使用されるであろう。プリアンプは、たとえば C-6 M, C-12 M 方式では約 10 dB (特性は dB/周波数 で直線か、ないしは二次曲線<sup>(6)</sup>程度が用いられる)、仏の 12 Mc 方式では約 20 dB,<sup>(7)</sup> 西独では 7 dB 等種々用いられているが、これらは中継器特性と関連がある。

トランジスタを用いた中継方式が最近各国で実用化されつつある。同軸伝送の最高周波帯ではトランジスタ中継器の雑音指数は 7 dB 以下である。また低周波で大きくなるトランジスタ特有の  $1/f$  雑音は、その量にもよるが低周波では線路損失も少ないので  $S/N$  としては問題でない。トランジスタがいかに安定であっても中継器数を減らし高利得で用いることは当然であるが、このために熱雑音による最低レベル限界、過負荷点およびひずみ雑音による最高レベル限界の間に許容される最高利得が与えられる。トランジスタの場合その高レベル限界がしばしば過負荷で規定せられ、ひずみ係数は  $f_{ca}$  の高いものを選んで帰還量を充分とり、無視できる程度に軽減する方法が用いられた。これはトランジスタが  $P_c$  より  $f_{ca}$  を高くとりやすいためであるが、Mesa 形トランジスタのように数 W のものが得られる現在では、真空管と変わらない設計になると思われる。

C-12 M 方式の現場試験で測定された総合雑音特性

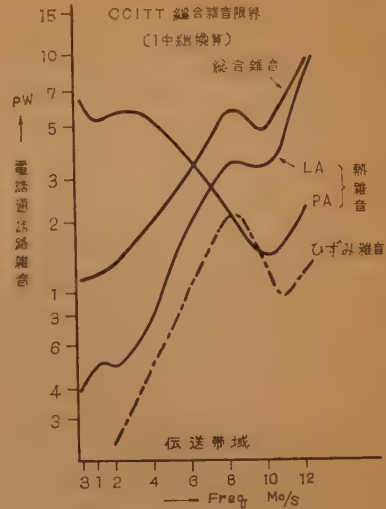


図 7 総合雑音特性 (C-12 M 方式)

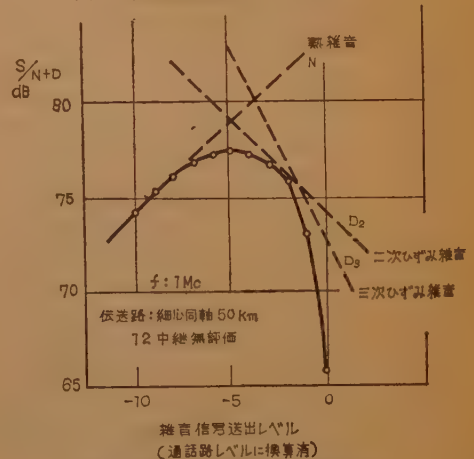


図 8 雑音負荷特性 (細心同軸方式)

を図 7 に示す<sup>(8)</sup>。これは雑音負荷試験<sup>(9)</sup>によって得た結果を分析したものである。雑音負荷試験測定例として細心同軸方式現場試験で求められたものを図 8<sup>(10)</sup>に示す。

新しい方式が開発される場合にも搬送端局における基礎的部分に変更を要せず利用できることは、既設設備との相互接続等運用上から必要なことである。この点に関する新技術設計の方向は、新たにその方式の標準擬似回線を規定しそこに使用される既設設備と新設計のものとの総合で 10,000 pW とする。たとえば C-12 M 方式<sup>(11)</sup>の標準擬似回線は図 9 に示すが、これを従来の C-960 方式のそれと比較すれば通路路変換装置は同じであるが、群および超群がそれぞれ 3 組減少し、その代わり主群および超主群が 9 組新規増加となる。この関係で新しく研究実用化する主群と超主群変



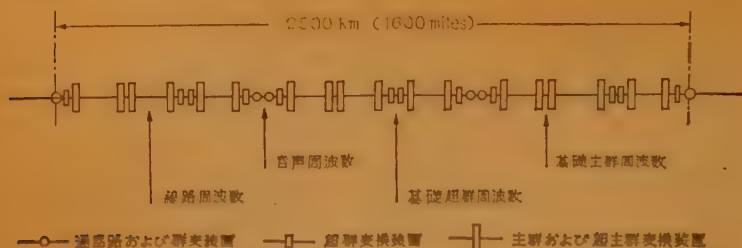


図 9 C-12 M 方式標準擬似回線

復調 1 組には約 70 pW の雑音が許容され、熱雑音・非直線ひずみ雑音・反転漏話・搬送波不純による漏話等に分配される。

#### (4) テレビ伝送と電話同時伝送

テレビ信号を長距離伝送する方式にはマイクロ方式と同軸方式 (VSB 6 Mc/s 方式) とが既に商用となっているが同軸は一部 (福岡一小倉, 青森一甲地, 広島一己斐) に用いらただけである。外国ではマイクロと同軸とが適宜用いられている。しかしながら中継端局と放送局間等のローカルテレビ回線には広く同軸ケーブルが利用されている。従来の方式は同軸ビデオペアケーブルという 2 心線入りの同軸管を使用<sup>(17)</sup>していたが、これとほとんど同じ外径の標準同軸ケーブルはケーブル損失が約 1/2 という利点があるが、もともと不平衡回路なため送受点間の地電流妨害を受ける。これに対して極めて広帯域のビデオ変成器を線路の両端に使用することによってケーブルを非接地とし、さらに縦電流阻止線輪も合わせて 60 c/s に対する不平衡減衰量 90 dB 以上を得、線路区間における誘導雑音を無視できるようにした新技術が開発せられた。詳しくは 3.2 の (4)「同軸ビデオ端局装置」を参照されたい。この方式は本方式の適用距離を 6 km から 11 km に拡張したもので広く実用された。(図 10) 同じローカル用として西独では 21 Mc/s 方式を標準方式として用いている<sup>(18)</sup>。これは上記方式がビデオのまゝ変調しないので 11 km まで無中継伝送できるのに対して中継を覚悟して比帯域を小にし等化を容易にした特長がある。この概要を記述すれば、搬送波に 21 Mc/s、標準中継区間は 4.5 km (標準同軸ケーブル)、正の振幅変調、自レベル伝送時に対して同期尖端レベル変調時は 10% の振幅になる変調度、帯域は 16~26 Mc/s、出力レベルは 75 Ω 2 Vpp、給電は必要の場合 50 c/s 400 V 等を用いる方式である。

同軸ケーブルを用いた長距離伝送方式として残留側帯波を用いた帯域 6 Mc/s の方式が研究された。上述

のごとく一部にしか商用されていないが、もともと本方式は C.C.I.T.T. の勧告もあり、また英国 STC 社の装置が広島一己斐に実施されたことにもより種々の研究が実施され完成した<sup>(17)</sup>。本方式の周波数配置を図 11 に示す。入力信号を直流再生して搬送波抑圧の第 1 変調をおこない 3 dB の残留側帯波成形を経て第 2 変調となり線路伝送信号 (搬送波 1,056 Mc/s) とする。受信側も同様の動作をおこない復調するが、搬送波抑圧伝送であるため受信側で搬送波を再生し、同位相で復調するホモダイン検波を必要とする。このため伝送線路の位相変動に応動する自動位相追尾を必要とするので種々の研究がおこなわれた。すなわち初期には帯域外に周波数パイロットを伝送し、別に帯域外周波数 (低周波) をビデオに重ね合わせて位相パイロットとし周波数と位相の変動を検出した。これはすぐに周波数の情報のみを検出し位相は復調出力から得るよう改められた。また最近ではこのような余分の情報を全く送信せず変調された受信信

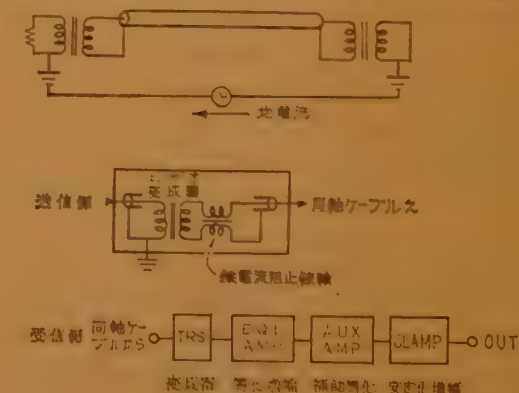


図 10 同軸ビデオ方式

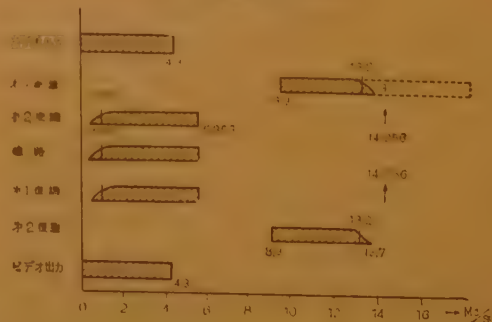


図 11 VSB(6 Mc/s) 方式の周波数変換

表 2 最近の同軸方式の概要一覧

	C-6 M 方式	C-12 M 方式	細 心 同 軸 方 式
ケ ー ブ ル	標準同軸ケーブル	標準同軸ケーブル	細心同軸ケーブル
中 継 所 間 隔	9 km(6.5~9.3 km)	4.5 km(2.7~4.8 km)	4.5 km(4.0~5.0 km)
伝 送 帯 域	60~5884 kc	312~12388 kc	60~1300 kc
線 路 パ イ ロ ッ ト	60 kc, 6142 kc	308 kc, 4287 kc, 12435 kc	60 kc, 1364 kc
給 電 方 式	AC 定電圧 1000 V	AC 定電圧 1500 V	DC 定電流 20 mA.
給電局数(片方向)	6 局	11 局	6 局
AGC	2 局に 1	3 局に 1	6 局に 1
給電並びに監視局間隔	108 km	100 km	50 km
到達 距 離	400~800 km (たゞし低周波帯域は) (2500 km 可能)	2500 km (たゞしテレビ複合伝送時に は低周波帯域は 400 km)	(2500 km)
出 力 レ ベ ル	-20~-10 dBm のブリエン フアシス	-20~-10 dB のブリエンフア シス	
通 話 路 数	1380 ch (23 SG)	2700 ch(45 SG) または 1200 ch(20 SG)+1 テレビ	300 ch(5 SG)
増 幅 素 子	6 R-R 8 C (真空管)	6B-R 28 (真空管)	ST-27 E, 2 SA-25 (トランジスタ)

号からたゞちに搬送波を再生し、自動追尾して復調しさらに極性判別もおこなう方式、さらに極性判別にのみ送信側で同期尖端部に高周波パルスを重ね合わせて完全ならしめる等種々の進歩がある。

テレビ帯域は極めて広い帯域にわたっている上振幅と遅延両方を等化する必要があり、一般にテレビ回線の等化器は相当大きく複雑な構成となるのが普通である。これを改善するため可変特性をもつ万能形の等化器ができれば極めて有用性が高い。これに関して最近反響等化器<sup>(18)</sup>が開発された。構造は図 12 に示すように遅延線の 80 mμs ごとにタップを設け主信号より進み、遅れた信号を適当な符号と比率で加算するもので、入力信号の波形ひずみを波形を観察しながら補正することができる。同じ原理による等化器を搬送回線の補償にも余弦等化器<sup>(12)</sup>に代わり用いられ、Transversal 等化器と言われる。この種等化器はタップの数、その大きさ、使用法についてまだ未検討の点があり今後に期待される。

位相特性を規定する波器の設計法は未知の分野で

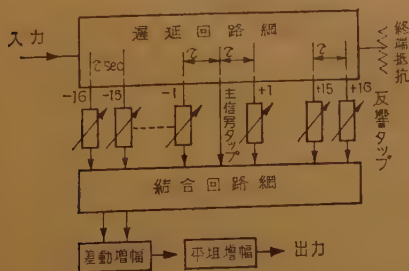


図 12 反響等化器

あったが、最近伝送関数に位相の条件を入れた動作パラメタによる設計法が確立した<sup>(19)</sup>。従来減衰量で設計しその位相ひずみを補償する位相等化器を付加していたのに比較し経済的な方法である。

伝送帯域の広帯域化につれてテレビと多重電話信号の同時伝送が可能となった<sup>(13)(14)</sup>。多重となってもテレビ回線・電話回線それぞれの雑音や伝送特性に対する要求は変わらないが、さらにそれら信号の変調積によるひずみ雑音成分に対する制約が加わる。この解析には電話信号における負荷定理理論<sup>(4)</sup>のごとき解析がまずテレビ信号についておこなわれ、その上で各変調積と信号との関係が展開されねばならない。これらの研究はまだ始まったばかりの感を出ないが、C-12 M 方式の設計上おこなわれた解析によればテレビ変調波形は図 5 に示すものより少し変調度を深めた波形(図 13)が最適であり、ひずみに対する要求は全電話伝送時より厳格に規定されることがあきらかにされた。図 14 は電話回線への妨害を 5 pW/rep. とした場合要求される中継器のひずみ減衰量の計算値である(電話信号レベルは全電話伝送時と同じとした)。C-12 M

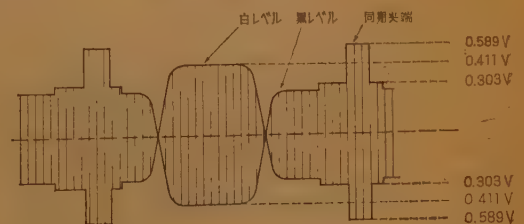


図 13 複合伝送時の最適テレビ変調波形

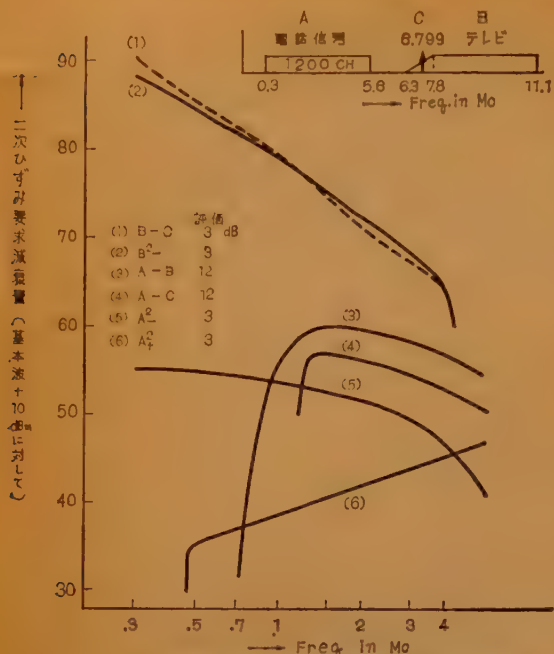


図 14 テレビ、電話複合伝送時の中継器ひずみ減衰量要求

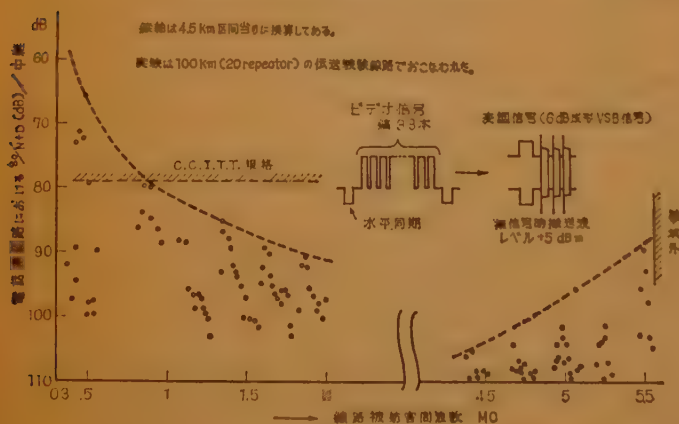


図 15 テレビ、電話複合伝送時の電話通路への妨害測定結果

方式の現場試験においてテレビ端局・電話端局を使用し伝送系の非直線性によって電話通路に妨害する雑音測定結果を図 15 に示す。最も妨害を与えるテレビ信号は電力密度が局部的に集中している場合である。この例ではパルスビデオ信号とした場合を示してあり、実験ではテストパターン・種々の試験信号・実際の映像信号等も用いたが、上例が最も厳格な波形であった。

### (5) 長距離伝送系の等化

伝送系に用いる中継器は同じ設計によるものである

から、製造上のばらつきは多中継によって平均化されるとしても設計偏差は直接的に加算され、10~20 中継すれば 3~4 dB の等化ひずみを生ずる。10~20 中継ごとに等化器を挿入し平坦化をおこない長距離伝送される。実際には個々の中継器の試験では  $\pm 0.2$  dB 程度なため正確に多中継ひずみを予想できない、また数拾中継現地に施設する場合、その測定時期や使用する真空管の劣化等のために、いかなる曲線を補償すべきかについて判別し難い。すなわち長距離同線の等化は機器を施設してからも相当長期に管理し年間変動する要因、枯化する要因等を判別できるまで検討することが必要である。このことは多中継伝送の経験から最近問題とされてきたことである。換言すれば 100 中継の伝送路では約 4,500 dB の損失を補償しており、それに対しケーブル損失の変動だけでも年間 130 dB あり、その他真空管枯化・室温変化・電源変化・湿度変化等変動要因が多く、その大部分は自動補償されるけれどもなお 2 dB 程度の微小変化には何も保証する資料・理由があきらかにされていない。外国においても C.C.I.T.T.

に報告された資料によれば  $\sigma$  で 1 dB 程度 (100~400 km 回線) は生ずる場合もあるので、わが国だけ問題となっている事象ではない。対策の 1 つとして特に複雑な回線や長距離回線においては超群・群を単位としてそれぞれの Pilot を用い自動利得調整をおこなうことはまず妥当であろう<sup>(28)</sup>。(超群 AGC 装置を計画中である)。同軸ケーブル伝送においてレベル関係を安定に維持する努力こそ、まず第 1 に考えるべき点であり、その上にとって固定等化器と可変等化器、そして線路パイロ

ットの使い方をあきらかにする必要がある。

### (6) 保守形態と信頼度

前章に関連して、伝送系を安定にするためにいかなる保守がされるべきかは常に重要なことである。特に多重度が高いので 1 か所の障害が数百~数千通話路の不通となり影響するところが大きい。

部品については、まず真空管の消耗が多い。現在 C-960 方式に用いられている 6R-R8C は平均寿命 20,000~30,000 時間であり、ECL-1083 C<sup>(21)</sup> がこれに代わる日も近いが、それでも大幅な長寿命化は期待



できないから定期的な保守が必要である。新方式 C-12 M に用いるために実用化された 6 B-R 23 では長寿命化に特に注意が払われ、また装置温度を下げる努力がおこなわれた。

安定度はすべて測定によって明らかに示されるべきであるから、保守に使用する測定器の安定化は重要である。搬送測定の主要な部分が送端と受端と独立に異なる測定器で測定されるから、絶対精度を必要とする<sup>(21)</sup>。伝送路は常時商用にされ伝送路予備がないので伝送帯域中の伝送信号に割当てない間げきに微小レベルを送出し、各局ではそれを多重伝送信号中より選択受信する方法で商用中に測定される。したがってその精度は周波数誤差とレベル誤差とが含まれる。望ましい精度は  $-60$  dBm の微小レベルを選択受信して  $\pm 0.2$  dB である。C-960 方式の保守において自動利得制御装置の安定化・異状雑音の発生等真空管に関連すること等<sup>(23)</sup>にはまだ問題が多い。さらに障害時や回線施設変更時に回線の全部を停止せず約 1/2 を暫定商用させる方策として、周波数を方向別に群別し 1 同軸管を用いて両方向伝送する方式が考案された<sup>(24)</sup>。同軸方式の運用上からみればこれが必要な事態は時にあると思われる。

トランジスタ中継器による細心同軸方式においては保守方法に大幅な簡易化が期待できる。すなわちトラ

ンジスタの平均寿命が 300,000~3,000,000 時間も期待できるのでトランジスタ個々の定期保守は不必要となり、中継器として定期測定を実施するのみとなる。これを 50 km ごとに設ける有人の局から遠隔測定により実施すれば、4.5 km ごとの中継器はマンホール内に収容される。(図 16) 遠方監視測定には中継器の帰還回路に図 17 のごとく水晶を挿入し、その鋭鋭な直列共振を用いて無帰還利得・雑音を測定する。共振周波数は使用帯域の上部 1,310~1,312.2 kc/s を用いて 200 c/s 間隔に割当て、個々の中継器で異なるものを指定する。本方式は 36 年度末試用試験を経て商用になる予定である。これらの経験とそれに基づく改良やその後の進歩によって信頼度が線路と同等になれば、マンホールでなく直理ともなりさらに海底敷設へ発展することが期待できよう。

## (7) 給 電

C-960 方式においては定電圧 1,000 V (心線間) 送電がおこなわれたが、C-12 M 方式にいたり中継局増加のため給電電力を増加する必要から 1,500 V に上昇した<sup>(25)</sup>。この電圧が許容できるかどうかについて現在の同軸ケーブルのコロナ電圧・絶縁耐電圧に対して種々検討がおこなわれた。

トランジスタ中継の場合には局消費電力が 1 W 以

下であるから、種々の方式が考えられるが、送電効率よりは給電系総合の信頼度が重要である。現在試みられている方法は直流定電流方式である。中間局の障害時はゼナーダイオードにより直通する回路となり、後続する他局には異状なく給電をおこなえる。

## (8) 各方式のあらまし

同軸ケーブルによる多重伝送方式として既に

C-960 方式があり標準方式として商用化されているが、回線増要求により C-6 M 方式、C-12 M 方式の実施が考えられている。C-6 M 方式は C-12 M 方式へ移行する暫定方式として用いられるもので 35 年末より東京・横浜、大阪・京都に商用となった。この方式は VSB (6 Mc) 方式に使用した中継器と同じものを用い、中距離回線

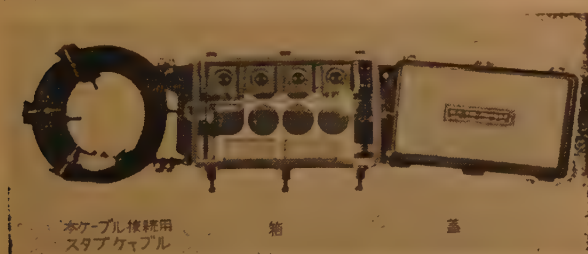


図 16 細心同軸中継器筐体 (4 中継器用)

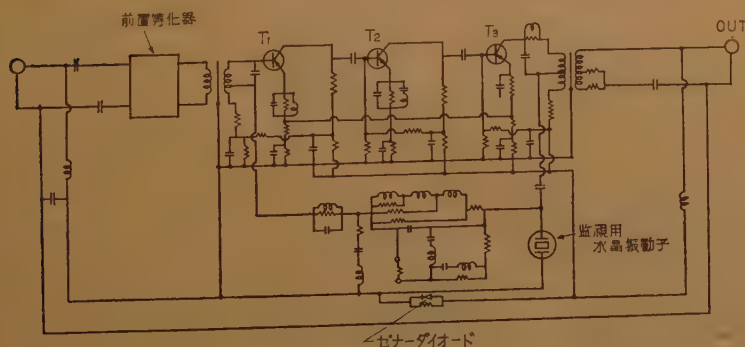


図 17 細心同軸中継器の回路

に対し C-960 方式より多い、1380 通話路を伝送するものである。この方式の中継区隔・電源等は C-960 方式と同じため方式の移行が容易である。(中継器と制御器のみ入れ換えれば良い)。この端局部は 4 Mc/s 以下は既設方式そのままを用い、4 Mc/s 以上に SG-4~10 を群変調して配列、両者をハイブリッド接続する構成である。図18に周波数装置および超群(S.G)よりの変換を示す。

C-12 M 方式<sup>(26)</sup> はわが国では約 5 年前から研究開始され、また諸外国でも新しい標準方式として検討中のものである。方式のあらましは表に示す通りで、周波数配置および変換過程を図19に示す。開発の過程においてエンフェシス技術を確率しさらにテレビ同時伝送する設計がおこなわれ、少しでも真空管に対する要求を易しく努めている。それでも figure of merit 200 Mc/s、陽極電流 20~25 mA が必要であった。真空管は初め ECL-1144 として研究され 6 度の試作検討を経て現在の 6B-R23<sup>(27)</sup> となり、

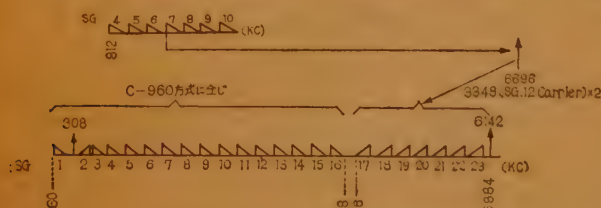


図 18 C-6 M方式周波数配置図

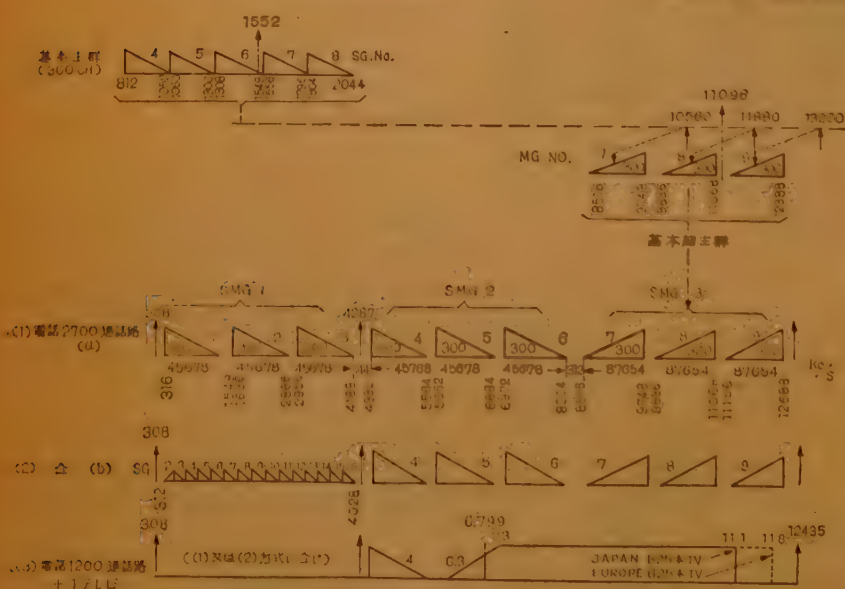


図 19 C-12 M 方式周波数配置図

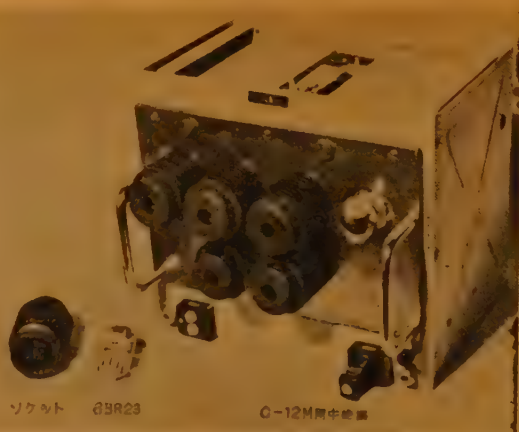


図 20 C-12 M 方式用中継器と真空管

初期特性についてはほとんど問題がなくなったが寿命に関連してなお研究されている。実用になるためには少なくとも平均寿命 20,000~30,000 時間を要求される。中継器<sup>(28)</sup>も数度の試作現場試験を経てほぼ完成した。すなわち 6B-R23: 6本を使用した並列 3 段陰極偏還回路を用い、ひずみ率・利得特性の均一性・インピーダンス特性等にすぐれた品質をもっている。特に寿命に関係する温度上昇について装機上の努力が払われている。電力消費を減少し給電を容易にするため自動利得制御器にはトランジスタを用いている。伝送系は保守し易い方式とするため利得一定方式を採用した。すなわち各中継区間の違いは疑似線路ですべて

4.75 km の損失に(±0.7 dB 以内に)調整し、中継器はいずれも同じ利得(±0.3 dB)で可変調整部をもたない。

端局の搬送電流は  $5 \times 10^6$  の周波数安定度が要求される。このような絶対精度の高い実用化研究は長い実績によって証明されるのであり、不可能であれば縦周同期方式を用いねばならない。検討の結果 C-12 M 方式は独立同期によってこの高い安定度を持維する見

通<sup>(20)</sup>しを得、その基本発振周波数を 120 kc/s と決定した。水晶は研究実用化された DT-Cut、恒温槽は  $10^{-1}^{\circ}\text{C}$  以内一定を維持するため F 形の改良、発振回路はトランスのない Meacham 回路を用い、これらの結果瞬時安定度として  $1 \times 10^{-9}$  に維持する特性をもっている。なおを枯化特性のために数度の調整をおこなえば長期絶対精度  $5 \times 10^{-8}$  を維持することができる。本方式は高崎で現場試験を実施し等化度について図 21、総合雑音特性は図 7 が得られている。36 年度東京・横浜において試用試験がおこなわれる。

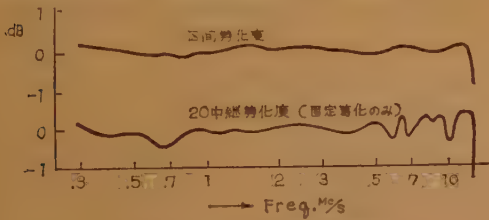


図 21 C-12 M 方式等化度特性

### (9) 将来の動向

技術の発展は広帯域化と固体電子化に進んできた。回線需要は急増の傾向であるから、今後さらに多重化たとえば 5,000~10,000 通話路伝送方式が開発されるべきである。しかしながら、それが本報告と同じ周波数分割搬送方式であるかどうか。もし同じならばその増幅素子は真空管かトランジスタか問題である。いずれにしても figure of merit 周波数 (トランジスタでは  $f_{ca}$ ) 500 Mc/s 以上電力 300 mW 以上で、しかも長寿命が要求されるであろう。トランジスタは細心方式で 1.3 Mc/s まで用いられるようになったが、さらに広帯域化に向かうであろう。

### 文 献

- (1) 広帯域特集：信学誌 40, 4 (昭 32-04).
- (2) C.C.I.T.T. SG 1, COM 1-165 (March 1960).
- (3) 重井：信学誌 (通信技術展望) 43, 9, p 1014 (昭 35-09).
- (4) B.D. Holbrook and J.T. Dixon: B.S.T.J. 18, 4, p 624, (1939).
- (5) 重井：信学誌 42, 1, p 46 (昭 34-01).
- (6) 遠藤他：昭 35 信学全大 No. 351, (昭 35-11).
- (7) F. Job. et M. Toutan: Cables & Trans. 13, 3, p 145, (1959).
- (8) 重井：昭 35 連大 No. 1712.
- (9) 菅原他：信学誌 40, 4, p 415, (昭 32-04).
- (10) 田畑他：昭 34 連大 No.1126.  
石原他：昭 35 信学全大 No. 346.
- (11) 飯島：通研実報 8, 6, p 653, (1959).
- (12) L-3 System 特集：B.S.T.J. 32, 4, (1953).
- (13) 重井：通研実報 8, 6, p 660, (1959).
- (14) A.K. Oksman: Elektrosuyaz 8, 50-58 (1959).
- (15) 石原他：昭 34 連大 No.1074, 1075.
- (16) C.C.I.T.T. SG 1. COM 1-181 (Oct. 1960).
- (17) 青木他：昭 32 連大 No. 898. : 青木他：昭 32 信学全大 No. 281. : 遠藤他：昭 34 連大 No.1129.  
金田他：昭 34 連大 No.1127. : 青木他：昭 34 連大 No.1128. : 遠藤他：昭 34 信学全大 No. 425. : 石原他：昭 34 信学全大 No. 423.
- (18) Linke: P.I.E.E. 99, pt III A, p 427.  
遠藤他：昭 34 信学全大 No. 426.  
藤本他：昭 34 連大 No. 1122.
- (19) 渡部：昭 35 信学全大, No. 350.
- (20) 山本他：施設 12, 7, p 43, (昭 35-07).
- (21) 小島他：通研実報 8, 1, p 95, (1959).
- (22) 天野他：信学誌 43, 11, p 1281, (昭 35-11).
- (23) 西村他：施設 12, 8, p 85, (昭 35-08).
- (24) 井田他：施設 12, 11, p 98, (昭 35-11).
- (25) 園田他：昭 34 信学全大 No. 441.
- (26) 通研月報：(昭 34-01).
- (27) 桑田他：通研月報 p 277, (昭 32-07).
- (28) 重井他：信学会回路委資料 (昭 33-03).
- (29) 高原他：昭 35 連大 No. 1065.

UDC 621.395.44 : 621.315.212 : 621.375/.376

## 3.2 同 軸 伝 送 装 置

正 員 山 本 勇 一  
(日本電気株式会社)

正 員 遠 藤 興 一  
(富士通信機製造株式会社)

### (1) ま え が き

4 Mc 帯域に 960 通話路を伝送する C-960 方式の

\* Equipments of Coaxial Cable System. By YUICHI YAMAMOTO, Member (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo), and KOICHI ENDO, Member (Fuji Communication Apparatus Mfg. Co., Ltd., Kawasaki).  
[資料番号 5099]

完成後においても、同軸線路をより経済的に利用するために広帯域多重化を拡張する変換および中継装置の開発は継続されており、4 Mc 方式と同一真空管、同一中継所間隔をもつ 6 Mc 方式が実用化され、また 4 Mc 方式の約 3 倍の伝送容量をもつ 12 Mc 方式機器の開発もほぼ完了して実用を待つばかりとなっている。



有線によるテレビ信号の長距離伝送は 6 Mc および 12 Mc 方式によって可能となったが、短距離伝送にも同軸ケーブルにビデオ信号を直接伝送する同軸ビデオ方式が完成して、従来のビデオペア方式に代わる経済的な伝送路が提供された。

一方トランジスタの同軸伝送機器の応用も漸く実用期に入り、通話路変換部から導入されたトランジスタ化は、トランジスタの進歩と共に細心同軸方式のような新しい伝送方式を生み出した。

これら同軸機器の開発は欧米諸国と時期を同じくして進められており、わが国がその先端を切っている部分も少なくない。以下電々公社の指導のもとに日本電気、富士通信機の両社で開発製造されている機器を中心として、これら新しい同軸伝送装置のあらましを述べる。

## (2) 6 Mc 方式用伝送装置

TV 信号は 30 c/s から 4 Mc ないし 5 Mc の帯域幅を有するが、同軸対の低周波における漏話の劣化および線路増幅器製作の困難性から、ビデオ信号のまま同軸ケーブル上に長距離伝送を行なうことはできないので、残留側帯波(VSB)変調が用いられるが 4 Mc 方式伝送路では所要の帯域を伝送できない。6 Mc 同軸方式は VSB-TV 信号の伝送を第一目的に開発された。TV 信号は非常に広い帯域を要すると共に雑音妨害を受け易く、また電話では問題にならない遅延ひずみが長距離伝送路の中継器に大きな要求を課する。約 5 割の帯域拡大と、最高周波数において約 10 dB の利得増大を要するが、4 Mc 方式と同一真空管 6R-R8C を使用し同じく 3 段負帰還増幅器によって線路増幅器が構成された。高周波で S/N の多少の劣化は免れないが帯域の拡大を電話伝送にも活用して、960 CH の CCITT 長距離品質の回線の上に、さらに 420 CH の中距離回線を伝送できる。C-960 と同一中継間隔 9 km をとり、また主要パネルの構造もほとんど同一であるので、無監視中継局では線路増幅器と監視電流増幅器とを交換すれば容易に 4 Mc 中継装置を 6 Mc 中継装置に改装できるから、電話伝送のみを目的としても 12 Mc 方式実施以前の回線需要の急増を処理するためかなり広範囲に使用されつゝある。

### (a) 中継装置

(1) 中継装置の構成 基本的構成はほぼ C-960 方式に等しい。無監視局の架実装のみならず遠方給電および遠方監視も同方式に準じている。帯域拡大に伴

う線路損失の増加から自動利得調整 (A.G.C) は一局置きに挿入される。端局および監視局中継装置は TV と電話の両者の伝送を考慮しているため等化回路類の増加から電源架を含めて 3 架構成である。線路パイロット周波数は 308 kc および 6142 kc で、6142 kc は主パイロットとして無監視中継器のレベル監視および  $\sqrt{f}$  形のケーブル温度特性補償 A.G.C. に用いられる。308 kc は端局および監視局中継器で真空管の利得変化による等化変動を補償するための可変等化器を制御する。この可変等化器は監視局間の減衰ひずみおよび遅延ひずみを補正する固定の減衰および位相等化器と一緒に線路増幅器の後に置かれている。なお、これらの等化器で等化し切れぬ微細な等化偏差を補正するために手動可変の反響等化器が使用される。

TV 信号は低周波成分の雑音妨害に敏感であるので低周波成分のレベルができるだけ高いことが望ましいが、搬送波 1056 kc および TV 低周波成分の高調波 2 Mc, 3 Mc が近傍に落ち、TV 画像に縦縞妨害となるので、これを軽減するため変換装置で E.C.R. 0.5~0.65 の過変調を行なうと同時に、中継装置の送端で搬送波と高周波との間に約 10 dB のプリエンファシスを与える。この傾斜は中継回線の受端で復元される。電話伝送時にもプリエンファシスが与えられ、低周波で雑音が少なく高周波で雑音が多い中継伝送路に適合せしめられる。線路増幅器出力における通話路レベルは最低周波数で -20 dBr, 最高周波数で -10 dBr で 10 dB の直線形レベル傾斜である。

(ii) 線路増幅器 6R-R8C を各段並列に使用する 3 段陰極負帰還増幅器で、前置等化器・入出力回路・帰還等化器によって所要の等化特性が与えられる。帰還等化器は C-960 の線路増幅器の場合と同じくサーミスタ抵抗の変化で  $\sqrt{f}$  形利得調整を行なう可変等化器であるが、四端子構成によって帰還利得成形を容易にしている。TV の S/N から 1 Mc における雑音指数は前置等化器を含め 15 dB 以下に抑えられる。

(iii) 反響形手動等化器 減衰のみならず遅延ひずみの微細補正等化を行ない得る手動可変等化器として反響形等化器が用いられている<sup>(2)</sup>。原理は図 1 に示

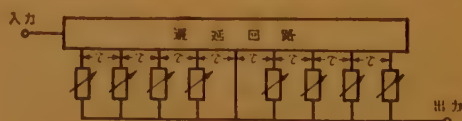


図1 反響等化器原理図

されるように等間隔の遅延タップをもった遅延回路が主体で、中央主信号タップより大部分のエネルギーを有する信号をとり出し、この信号に対し遅れおよび進みの適当な極性および振幅のエコーを適当に組合わせて任意の等化を行なうものである。タップ間の間隔 $\tau$ は低域形では最高伝送周波数周期の  $1/2$  以下に選ばれる。主信号より進み・遅れ等間隔  $\pm n\tau$  でのエコーを等振幅極性で加えれば減衰のみが周波数に対し余弦的に変化する。等振幅異極性ならば近似的に位相特性のみが正弦的に変化する。図 2 は  $\tau \approx 70 \mu\text{s}$ 、 $\pm 15$  項の反響等化器による等化例である。

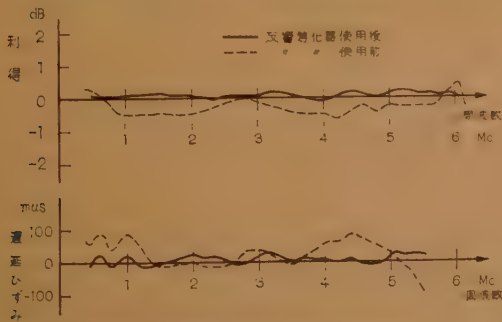


図 2 7 中継 60 km 回路の等化特性

### (b) VSB 映像端局装置

本装置は、使用周波数帯域  $0 \sim 4.3 \text{ Mc}$  の商用テレビジョン信号を  $0.556 \text{ Mc} \sim 5.356 \text{ Mc}$  に変換して残留側波帯伝送するための端局装置で、その性能は CCITT 勧告に基づく電々公社仕様書に従っている。

送受での映像信号と搬送信号の間の変換は、図 3 に示す 2 段の周波数変換により行ない、この際生ずる変調ひずみ雑音の抑圧には特別の考慮を払っている。残留側波帯成形は送受で半分ずつ、すなわち搬送周波数

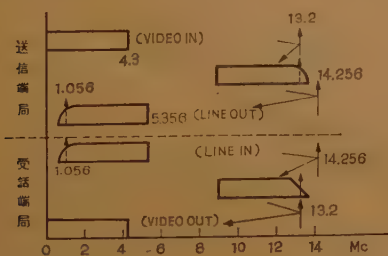


図 3 周波数変換過程

で各  $3 \text{ dB}$  低下せしめており、同時に不要側波帯に対して十分な減衰を与えている。搬送信号の搬送周波数は、 $1.056 \text{ Mc}$ 、残留側波帯域  $0.5 \text{ Mc}$  で過剰搬送波比

は  $0.65$  または  $0.5$  に調整可能である。また、このような残留側波帯伝送に必要な同期検波方式としては、基準となる  $264 \text{ kc}$  の周波数パイロットを線路に伝送し、受信側ではこれから  $1.056 \text{ Mc}$  を発生し、これと変調信号中の搬送波との位相比較により可変移相器を制御する搬送波自動位相同期方式を採用している。

端局対向の総合性能として、振幅特性は  $1 \text{ Mc}$  まで偏差  $\pm 0.1 \text{ dB}$ 、 $4.3 \text{ Mc}$  まで偏差  $\pm 0.2 \text{ dB}$ 、群遅延特性は  $0.5 \text{ Mc} \sim 4.5 \text{ Mc}$  まで偏差  $\pm 40 \text{ ns}$ 、基本雑音  $S/N 65 \text{ dB}$  (評価値)、周期性雑音  $S/N 72 \text{ dB}$  以上で、大体満足すべき波形伝送特性を得ている。

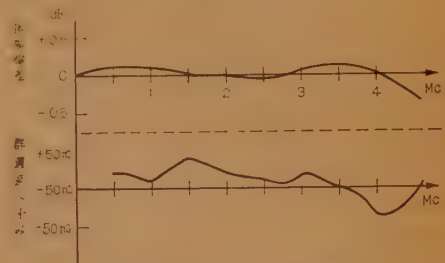


図 4 端局対向総合伝送特性

### (c) 電話端局装置

電話伝送の周波数装置は C-960 の周波数配置  $60 \sim 4028 \text{ kc}$  の 16 超群の上に、 $4156 \text{ kc}$  から  $5884 \text{ kc}$  までに更に 7 超群を配置するものである。この 7 超群は C-960 の SG 4~10 が、SG 12 の搬送波  $3348 \text{ kc}$  を倍周して得られる  $6696 \text{ kc}$  を搬送波として群変換されて得られる。この 7 超群が C-960 の 16 超群と結合されて 23 超群 1380 通話路の伝送周波帯域が  $60 \sim 5884 \text{ kc}$  の間に構成される。6 Mc 方式用超群変換架は中継装置と C-960 超群変換架の間に設置されるもので 4 システム分の変復調器と搬送波の倍周供給回路を実装している。装置の構成を図 5 に示す。

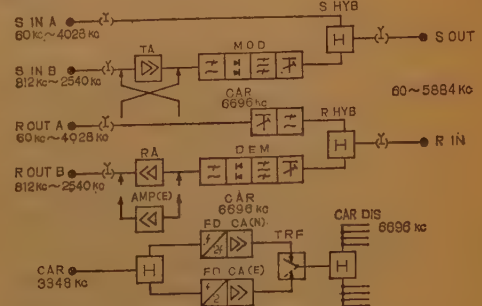


図 5 6 Mc 超群変換装置ブロック図

### (3) 12 Mc/s 方式用伝送装置

標準同軸ケーブルを使用し300 kc~12 Mc 帯域で電話 2700 チャンネルまたは電話 1200 チャンネルとテレビ 14 チャンネルを伝送するいわゆる 12 Mc 方式に対し、周波数変換装置と搬送電流供給装置とより成る端局装置および中継装置が開発され、本年より実用される予定である。以下これらの特徴を主にしてその概要を記述する。

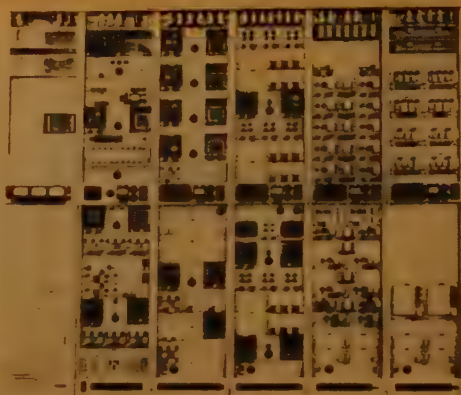
#### (a) 変換装置

12 Mc 同軸端局装置の変換装置は図6のように通話路、前群、群、超群、主群、超主群の6変換段により2700 個の音声電流 0.3~3.4 kc を 312~12388 kc または 316~12388 kc の線路伝送帯域に変換し、またはその逆を行なうもので、通話路変換段より超群変換段までは 4 Mc 同軸装置<sup>(1)</sup>に準ずる。

主群変換および超主群変換は 12 Mc 方式のために新たに開発されたもので以下これについて記述する。

主群変換は第4~8超群より構成される812~2044 kc の基礎主群帯域の300 通話路電流を第7, 8, 9 主群搬送波により変換して900 通話路電流を基礎超主群帯域(8516~12388 kc)に配置するもので、超主群変換は基礎超主群を第1, 2 超主群搬送波により変換してそれぞれの線路伝送帯域に配置し、かつ第3超主群としては基礎超主群をそのまま使用し結局 2700 通話路を 316~12388 kc の伝送帯域に配置するものである。超主群変換段においてはまた第一超主群の代わりに現行 4 Mc 同軸方式の第2~16超群の通話電流(312~4028 kc)を線路に伝送する場合もある。

監視電流としては従来より使用されている超群パイロット 411.92 kc の外に新たに300 通話路束、900 通



左より 試 C-12M 形 NA 給電装置  
試 C-12M 形 NA 搬送電流供給装置  
試 SMG-1 形「」NA 超主群変換装置  
試 MG-1 形「」NA 主群変換装置  
試 C-12M 形 NA 通話路変換装置  
試 C-12M 形 NA 主発振装置

図7 12 Mc/s 同軸端局装置

話路束に対し主群パイロット 1552 kc, 超主群パイロット 11096 kc が設けられ、それぞれ超群変換架、主群変換架送信出力で結合され、主群変換架、超主群変換架受信出力で監視できるようになっている。また同期監視用のパイロット 300 kc と線路パイロット 308 kc が超主群変換架送信出力において結合され該架受信入力力で抽出できるよう考慮されている。

主群変換装置、超主群変換装置にはそれぞれ主群、超主群変換の所要機器が1架に2700 通話路分収容されており、その外観は図7に示す通りである。

以下に主群、超主群変換の主要構成機器である変調器、ろ波器、増幅器について記述する。

#### (i) 変調器 変調素子としてゲルマニウムダイ

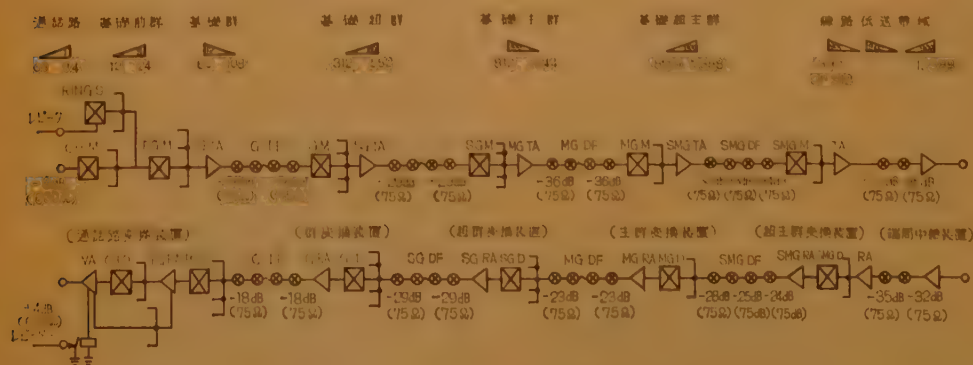


図6 12 Mc/s 同軸方式変換装置構成図



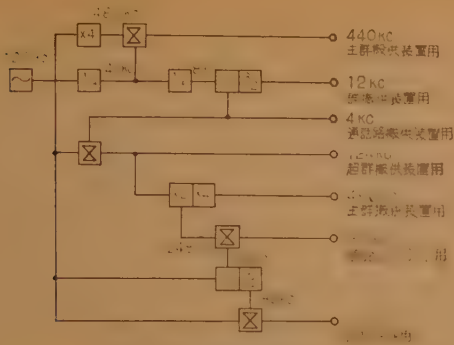


図 8 主発振装置系統図

オードを使用した通常の二重平衡形半導体変調器が使用され、搬送波電力を有効に使用して非直線ひずみを少なくするために普通リング接続でなく、逆方向素子の印加電圧を増加せしめたハイブリッド変調器となっている。

搬送波の分配回路はハイブリッドを使用しその回路を介しての漏話軽減に努めているが、主群および超主群のごとき高周波においては、このハイブリッド群の反響損失のみでは不十分で、さらに各変調器回路の搬送波供給点に搬送波ろ波器を挿入し搬供回路を介しての漏話に一段の考慮が払われている。

搬送波電力は主群変調器で 10 dBm, 超主群変調器で 15 dBm 程度である。

(ii) ろ波器 高周波であるため線輪の  $Q$  が大きくとれないこと、浮遊容量、アース電流等設計、製作上の困難な問題が山積したが、回路設計により使用線輪のインダクタンスを最大の  $Q$  が得られるように、また線輪の対地容量を回路の  $C$  に含めるように変換が行なわれ、一方構造設計においては浮遊容量、リードインダクタンスを極力少なくするよう配線したり、アースバーの幅、厚み等慎重な考慮が払われ、以上の諸問題はほぼ解決された。

上記の一例として主群、超主群の変調および復調用ろ波器があげられよう。従来の変復調ろ波器は変調器または復調器と同一のパネルに組み込まれ、それらの盤が並列に接続されていたが主群、超主群では変復調帯域ろ波器は変調または復調盤には含まれず、たとえば主群では第 7, 8, 9 主群の帯域ろ波器は同一個のろ波器パネルに収容されている。これはろ波器を並列に接続する同軸コードの容量が問題となるからである。

ろ波器素子としては主としてカーボニール圧粉磁心またはフェライトの線輪およびシールバードマイカまたはスチロール蓄電器が使用されている。

(iii) 増幅器 主群および超主群変換段には 2 種の増幅器が使用されている。その 1 つは固定利得増幅器で真空管 6B-R 23 を使用した 2 段並列形で 0.3~12.5 Mc の増幅帯域を有し送信、受信、超主群送信、超主群受信各増幅器に使用され、またこれは中継装置に使用されるものとも同一である。他の 1 つは主群受信増幅器で真空管 19M-R 10 を使用した 2 段並列形で 0.8~2.1 Mc の増幅帯域を有する。

いずれも大通路路東を取扱うのでその信頼度には十分な考慮が払われており、上述のごとく並列形になっている外、回線運用に支障をきたすことなく日常保守点検、真空管取換え等が行なえるよう主群受信増幅器に対しては 9:1 の割合で、また固定利得増幅器に対しては高周波であるため同軸コードの並列接続による増幅器特性劣化を避けて 1:1 の割合で予備器が用意できるようになっている。

#### (b) 搬 供 装 置

従来の 4 Mc 方式搬供装置は、通話路、群および超群搬供装置より構成されていたが、12 Mc 方式においては、さらに主発振装置および主群搬供装置を必要とする。前者は本方式を構成するに必要な各種搬供装置を駆動する基本波および各種パイロットを発生するものであり、後者は主群および超主群変換装置に必要なすべての搬送波および各種パイロットを発生供給するものである。

各種基本波は極めて高い精度と安定度を有する。120 kc 主発振器より、分周、倍周および変調により、図 8 に示す系統図のごとく発生される。主群および超主群搬送波は 440 kc 高調波発生器より発生され、水晶ろ波器により所要周波数を選別し、分配増幅器を駆動する。これらの装置は 2700 通話路 4 システムとい

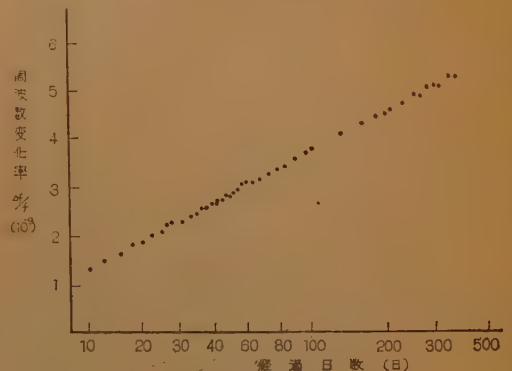


図 9 周波数エージングの直線性

う大きな供給容量を有するため、主発振器より分配増幅器に至るまで常用、予備の2系統より構成され、出力側に切換器を備えている。

(i) 主発振器 12 Mc 同軸用主発振器に対する周波数規格は CCITT の勧告により  $\pm 5 \times 10^{-8}$  以下の長期間安定度を必要とする。本発振器については通研において研究開発が進められ実用化にあたっての問題点が明らかにされ<sup>(1)</sup>、通研の指導のもとに実用化を進めて来た。発振周波数は各種搬送周波数が容易に得られるごとく 120 kc が選ばれた。周波数安定度を上記規格内に保つために回路側に起因する周波数変化率が  $\pm 5 \times 10^{-9}$  以下になるごとく Meacham の電橋水晶発振器を採用し、恒温槽は槽内温度  $55^{\circ}\text{C}$  年間変動  $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$  以下  $0.01^{\circ}\text{C}$  脈動以下のものを使用した。長期間周波数安定度はそのほとんどが水晶振動子の性能に依存する。120 kc 水晶振動子は DT カットを使用し、その周波数温度係数零となる温度を恒温槽内温度に対し  $\pm 15^{\circ}\text{C}$  以内になるごとく調整した。さらに振動子自体の長期間経年変化に対する安定度をたかめるため水晶自身の性能に影響を及ぼす、水晶素材、電極膜、支持系に特別の注意をはらい、クリーニングを充分行なった結果、 $Q$  200 万以上の振動子が得られるようになった。また周波数エージングの特性例を図9に示す。図9の結果より最初の3か月程度の測定結果から以後の周波数エージングを予測することが可能となった。

(ii) 分周器 主発振装置には各種の分周器が使用されているが、いずれも帰還分周回路を採用してある。特に奇数次分周に際しては、起動条件を満足させるため、種々の工夫がなされている。すなわち帰還路の通倍器に入力信号の一部を加え、起動時には系全体が周波数変換を行なった発振器として動作する方法<sup>(2)</sup>、あるいは引込発振器を帰還路に持ち、特別な起動回路を必要としない方法<sup>(3)</sup>の形式が用いられている。

(iii) 高調波発生器 12 Mc 方式として新しく 440 kc 高調波発生器が開発されたが、従来の 4 Mc 方式に用いられている3種類の高調波発生器と同様に磁気飽和線輪を使用している。高周波で使用されるため磁気飽和線輪は一段と小形化され、パーマロイシートは可能な範囲で圧延を施し、極度に薄くしてコア損失の減少を計てある。所要搬送波は水晶ろ波器で選択されるが、所要搬送波の種類が少ないため、等化器を挿入して高調波発生器の動作を安定化している<sup>(4)</sup>。

(iv) 切換器 搬送電流供給装置は前にも述べたごとく、常用、予備の2系統より構成され、出力側にも切換器を備えている。搬送波は最高 16.72 Mc という高周波を必要とするため、切換器にはリード・リレーを用いている<sup>(5)</sup>。このリード・リレーは、(1)動作、復旧時間が極めて速い、(2)接点間容量が少なく高周波の制御が可能、(3)完全無調整であるため保守が容易、(4)接点部はガラス管内に封入されているため環境に対して安定、(5)実装スペースが小さい、等の特徴を有し、高周波において高速動作を必要とする自動切換器に適している。

#### (c) 中継装置

中継装置には、最大 4.7 km 間隔で同軸ケーブル損失を補償するため設けられる無監視局中継装置および約 100 km 間隔でより高度の等化と自動利得調整を行なう監視局中継装置、並びに回線の両端末に設けられる端局中継装置、の3種類がある。テレビジョン伝送を行なうときには端局中継装置の前後に、また分岐あるいはさらに精度の高い等化を必要とするときには監視局中継装置あるいは端局中継装置の受信側に、各々の場合に応じた付加装置を追加接続することができ、機種の一および既設回線の将来の発展を容易ならしめるよう考慮が払われてある。この他各無監視局の所要電力を送るための給電装置が別架として監視局および端局に備えられる。

図7中に端局中継装置および給電装置の外観を掲げる。

個々の装置の構成は図10 a~c に示す。0.3~12.5 Mc の通信電流は端局中継装置の送信側で最良の S/N を得るようレベル傾斜 (300 kc-20 dB, 12.5 Mc-10 dB) を与えられ、無監視局への給電々流と結合されて線路へ送出される。無監視局では給電々流から通信電流を分離した後、中継区間長が標準長 (4.7 km) より短い場合は擬似線路回路にて補正を行ない、線路増幅盤によりケーブル損失の補償を行なう。線路増幅盤の出力の一部から線路パイロットが分離増幅され、必要ある場合は自動利得調整が行なわれる。監視局中継装置においては線路増幅盤の出力が補正等化器および固定利得増幅器を通過し、精度の高い等化が与えられた後に自動利得調整が行なわれ、信号は再び線路へ送出される。端局中継装置の受信側の構成は監視局中継装置と同様であるが固定利得増幅盤の出力はレベルの傾斜特性が平坦特性に修正されて端局変換装置への出力となる点異なる。各種付加装置の追加は固定利得増幅盤

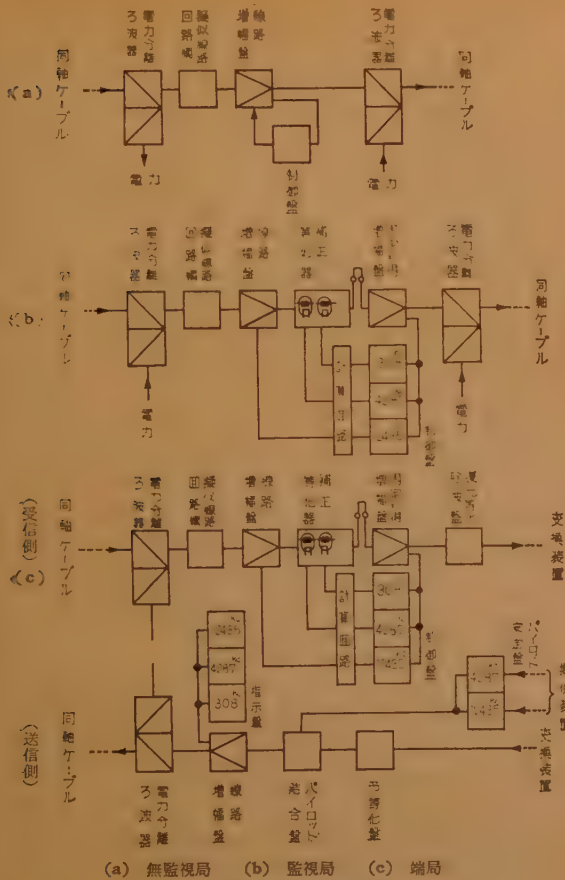


図10 端局中継装置構成図

の手前で行なわれる。

給電装置は各無監視局中継装置の所要電力を端局または監視局から 2 本の同軸ケーブルの心線を利用して商用周波数、心線間電圧 1500 V (または 1000 V) により給電する装置で、1 方向最大 11 局 (1000 V の場合は 7 局) までの給電を可能とし、給電電圧または給電電流の異常な増大に直ちに電源のシャ断を行ない警報を発する機能を備えている。なお高圧部分の露出を避けるため監視局および端局中継装置に用いられる電力分離器は本装置内に設けられている。

なお、本装置は既に広く実施されている C-960 方式との併設を考慮して警報打合方式はすべて統一を行なった。

以下主要構成機器につき記述する。

(i) 線路増幅器 6B-R 23 真空管 6 本を使用した並列 3 段陰極帰還形増幅器で、4.7 km の同軸ケーブル損失を等化する利得を有する。回路構成は 75  $\Omega$  定抵抗回路網よりなる前置等化器と、開放形の入出力

回路網および帰還増幅部よりなり、装置各部に要求されるインピーダンス整合度を得るために入出力回路網はハイブリッド形の終端型式を採用してある。増幅部分の帰還回路は傍熱形サーミスタを含んだ利得可変回路網となっており、そのビード抵抗変化に応じて 4.3 Mc 点の変化量  $\pm 1.2$  dB のときの全伝送周波数帯域にわたる誤差  $\pm 0.2$  dB 以内で  $\sqrt{f}$  に近似した可変特性を持ち、こまかい中継区間長のバラツキおよび温度によるケーブル損失の変動を調整するため使用される。この増幅器を使用した場合の 1 中継当りの等化度偏差並びにひずみ率および雑音特性の一例を図 11 および図 12 (a), (b) に掲げる。増幅部の帰還ループ特性は、帯域内帰還量 300 kc にて約 34 dB, 12 Mc にて約 20 dB, 発振に対する利得余裕は約 5 dB 位相余裕は約 20 度程度が得られている。

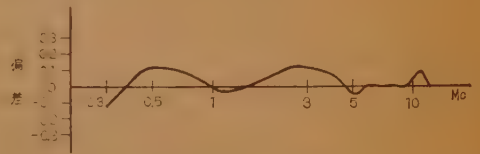


図11 1中継当りの等化偏差

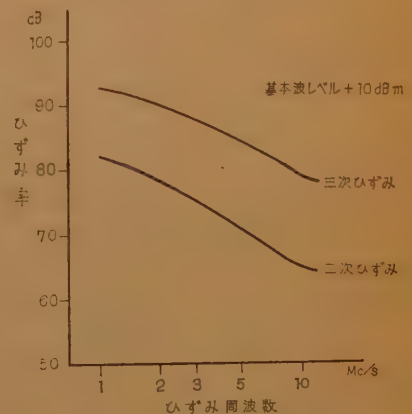


図12(a) 線路増幅歪ひずみ率特性

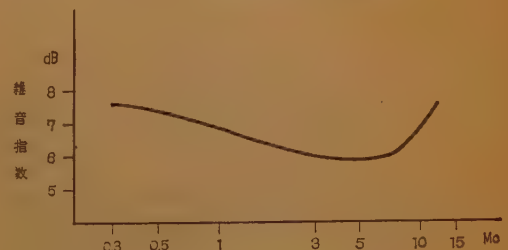


図12(b) 線路増幅歪雑音特性





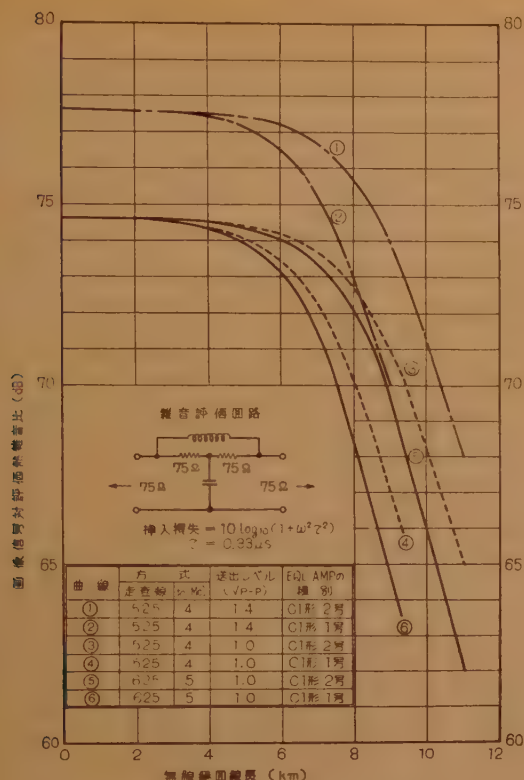


図14 回線長と画像信号対評価熱雑音比

なお AUX EQL の後には安定化増幅盤 CLAMP<sup>(15)</sup> を置き、信号直流分の再生を行なうと共に数 kc 以下の低周波雑音妨害や等化度偏差の軽減を行なった。

図 14 は本方式により無中継の回線を構成した場合につき回線長と画像信号対評価熱雑音比との関係を計算したものであるが、実測値もこれに近い。

本方式の受信装置では、またアルミ電解キャパシタと消費電力の節約を行ない、各盤の小形化と信頼度向上を計るためにつぎの手段を用いている。

(i) 陽極電源の内部インピーダンスを伝送帯域下限においても  $0.1 \Omega$  程度に圧縮し、各増幅回路の低周波側デカップリング回路を全廢する。

(ii) 2 段形負帰還増幅回路の帰還回路に大容量キャパシタを使う必要がなくなるよう、上記のごとき陽極電源を 2 個設け、これを直列に接続してかつその接続点をアースする。この場合 2 段目の増幅管はアースより帰還回路を経て陽極電流を得、負側の電源で動作する。

#### (b) 特 徴

本方式並びにその機器はつぎの特徴を有する。

① 無中継伝送距離が長い：最大 11.2 km

② 送信装置が極めて簡単：映像変成盤 TRS T のみであるから小形低廉でかつ電源が不要であり、市内中継網の構成に甚だ都合がよい。

③ 受信装置の等化度調整が極めて簡単：振幅並びに位相等化がすべてダイヤル調整のみにより敏速に行ない得る。

④ 回線の信頼性・保守性・経済性が良好：伝送方式自体が簡単であり、かつ以上に述べた事項とも関連して自からそうである。

#### (5) 細心同軸方式用中継装置

発泡ポリエチレン充実形の 1.2/5.6 mm 細心同軸ケーブルの採用によって線路費が著しく節減されたが、同時に中継装置としても活性素子に全面的にトランジスタを使用し、その特長を活かして新しい経済的な広帯域中継器の形態を導入した。

伝送帯域は 60~1300 kc で、線路監視電流には 1364 kc が使用される。この伝送帯域は C-960 方式の第 1~5 超群に等しく、300 通話路の容量をもつ。音声から伝送帯域への変換は C-960 方式に準じて行なわれるので中継装置のみの概要を記す。

監視中継局は約 50 km ごとに置かれ、その間 4~5 km 間隔に最大 11 局の無監視中継器が配置される。ほぼその中央に位置する AGC 中継器を除く固定中継器はすべてマンホールまたは柱上に設置できる構造を有する。細心方式は元来短中距離伝送を主目的としているが、伝送規格はすべて CCITT 2500 km 規格を満足するよう考慮されている。

(a) 固定中継器 細心同軸線路の損失を 4~5 km の範囲で補償する線路増幅器で、原則としてマンホールまたは柱上に設置されるため、完全防水構造をとっている。マンホール中継器では、42×26 cm の水密形筐体内に 4 個の気密構造の増幅器が収容される。図 15 は増幅器回路の一例である。電力分離器 (PSF) は遠方給電される直流電力と高周波電流と分

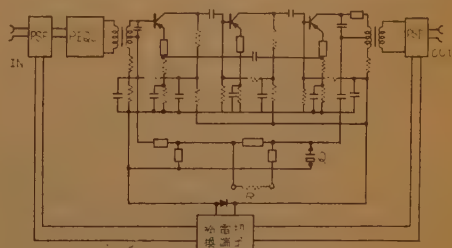


図15 固定中継器回路図

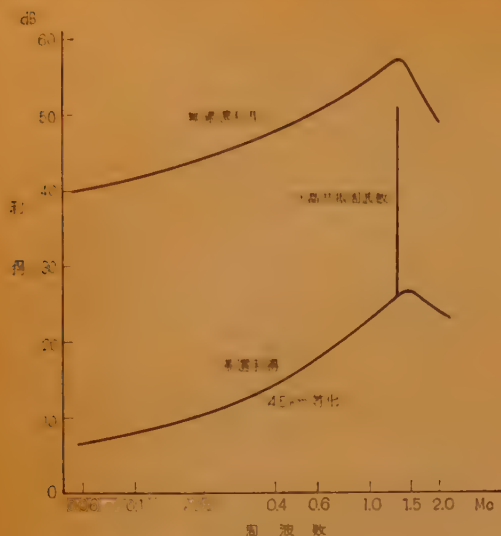


図16 利得特性

離または結合する。前置等化器 (PEQL) と増幅部とで高周波信号の増幅等化が行なわれる。増幅部はトランジスタ使用エミッタ接地3段増幅器でハイブリッド負帰還を有する。その回路構成は真空管増幅器の場合に極めて類似している。帰還等化器の抵抗  $R$  の調整で等化利得は 4~5 km の間で可変である。水晶振動子  $Q$  は後述のように増幅器の遠方監視に使用される。図 16 の利得特性に見られるように 4.5 km 等化では帯域内で約 30 dB の負帰還を有する。

現在までの試作器に用いられたトランジスタは Ge の PNP ドリフト形で  $\alpha$  シャ断 70 Mc 以上、25°C における許容コレクタ損失 50 mW 程度のものであるが、増幅器出力における通話路レベル -20 dBr の動作に対し、中継器に要求される性能を十分に満たしている。

固定中継器はマンホール・柱上等に設置されるので従来の中継器におけるごとき保守を期待できない。トランジスタ自体は一般真空管よりもかなり長寿命であることを実証する実績が集められつつあるが、マンホール等では障害発生時に中継器を交換することが容易でない場合が多いので、中継器全体の信頼度に関し製造上に十分な考慮が必要である。トランジスタのみならずその他の回路部品も従来の実績に基づき障害率の少ない安定なものから選定使用されている。

(b) 遠方監視 固定中継器は容易にその場で保守点検を行ない難い所に置かれるので、障害発生点の位置決定あるいはトランジスタの劣化状況の予知のため簡易適確な遠方監視の手段が必要であるが、以上の要求を満たす方法として大洋横断の4線式海底中継に

採用されている方法と同じく各増幅器の負帰還回路に並列に水晶共振子(図 15 中の  $Q$ )が挿入されている。各増幅器には固有の周波数が 1310~1312.2 kc の間に 200 c/s 間隔で割り当られる。水晶の直列共振周波数では帰還がほとんどなくなり増幅器利得が無帰還の状態に近くなる(図 16 参照)。この共振子の利得上昇によって各増幅器の動作状態が遠方監視できる。信号伝送が中断されても給電が停止されなければ雑音の周波数特性上のピークの位置から故障点の標定が可能である。水晶片は増幅器の密封容器の外で容易に着脱できる。

(c) 遠方給電 無監視中継器の電源は監視局より 1 AGCを含めた6中継器まで同軸対の内部導体を通し外部導体を帰線として直流給電される。中継器所要電力は固定増幅器で 20 mA 約 19 V, AGC 増幅器で 20 mA 約 38 V であり、監視局の 150 V 電源から直列供給される。150 V 電源のない監視局では -21 V 電源からトランジスタを用いる DC-DC 変換器で 150 V を作って供給する。

(d) AGC 中継器 AGC 中継器は固定中継器と異なり保守点検の頻度が高いため無人の小局舎内に設置される。約 25 km 間隔で AGC が挿入されるが、帯域上端で  $\pm 5$  dB の  $\sqrt{f}$  利得調整が行なわれる。主増幅器の回路は固定中継器とは同じであるが、距離調整用の抵抗がサーミスタで置き換えられ、この抵抗値が 1364 kc パイロットの出力レベルで自動調整される。

(e) 回線総合特性 昨年水戸—土浦間に布設された細心同軸区間で最大 12 中継の伝送路試験が試作

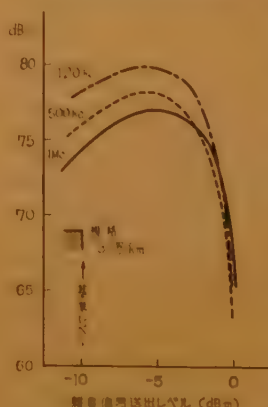


図17 12中継総合雑音特性

中継装置を用いて実施されたが等化、雑音、漏話、安定度その他にも所期の成績が収められた。図17は雑音負荷法による伝送路の総合雑音特性であるが、3 pW/km の目標値に対して 5 dB 以上の余裕を有する。この試験結果に基づき、さらに細部検討を加えられた細心同軸装置は本年度中に実用

## (6) 超群自動レベル調整装置

広帯域方式の長距離回線では群・超群あるいは主群



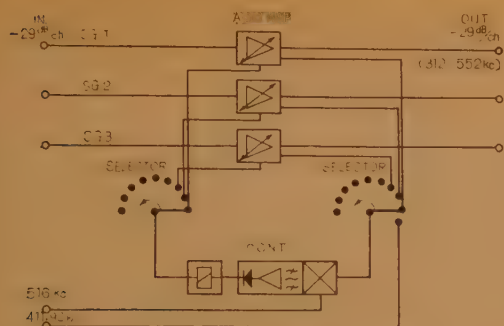


図18 超群自動レベル調整装置ブロック図

・超主群等の搬送通過接続が頻繁に行なわれる傾向にあるが、CCITT 勧告通り一音声区間のレベル変動を  $\pm 0.2 \text{ N}$  以内に保持するのに伝送線路の AGC のみに依存できない場合が少なくない。このレベル変動を基礎超群を単位として超群区間で自動的に調整するのが本装置で、超群変換装置の受信出力側に置かれ、常時伝送されている超群監視電流  $411.92 \text{ kc}$  を用いて調整が行なわれる。

標準架に最大 40 超群のレベル調整器が実装されるが、その回路構成は図 18 に示されるように、各超群ごとに設けられた調整増幅器の利得を制御する部分は 40 超群に共通で、パイロット取出点と、そのレベル変動に応じて利得を制御する電流を調整増幅器に通ずる点にセレクトが挿入されて、時分割的に自動調整が行なわれる。このセレクトの一超群への割当時間は 3 ～ 5 秒で 40 超群では 2 ～ 4 分ごとに 1 回宛各超群が選択調整される。 $411.92 \text{ kc}$  は  $516 \text{ kc}$  の群搬送波で変調され  $104.08 \text{ kc}$  の水晶周波器で選択ろ波される。増幅整流された制御電流によって各増幅器の入力側の利得調整器が駆動される。無定位形の利得制御が 1 回の調整による利得変化は  $0.3 \sim 0.5 \text{ dB}$  であり、制御範囲は標準レベル  $\pm 5 \text{ dB}$  である。パイロット出力が標準  $\pm 0.5 \text{ dB}$  以内のときは調整を行わずセレクトはつぎに移行し、 $\pm 2.5 \text{ dB}$  以上で警報を発する。共通制御部の動作確認のため自局の超群パイロットが周期的に変調器入力に接続される。異常があれば警報を発し AGC は停止する。

活性素子にはすべてトランジスタが使用され  $-21 \text{ V}$  または  $\text{AC } 200 \text{ V}$  で動作する。消費電力は最大実装時約  $40 \text{ W}$  である。

## (7) 同軸伝送機器トランジスタ化の動向

同軸伝送機器のトランジスタ化は通話路変換装置と

搬供装置とから実施に移された<sup>(17)</sup>。トランジスタ製造の安定化に伴い、トランジスタの持つ長寿命・小形軽量・小消費電力等の諸利点が活かされた新しい実装形態が採用された。トランジスタが低電圧で動作するため、部品に要求される耐圧が低くなり、タンタルやアルミ焼結形等の小形コンデンサが使用できるようになり、小消費電力の結果として自己発熱が少なくなったので信頼度を阻害せずに線輪・抵抗類も小形化され、小形部品技術の進歩と相まって実装容量の増大が可能となった。これらの小形部品はすべてプリント配線板上に実装され dip soldering ではんだ付けされるので製造工数の削減、製品の均一化、信頼性の向上、装置の軽量化等の合理化が行なわれている。電源電圧は  $-21 \text{ V}$  種類に統一されているため電源保守が容易であり、トランジスタの長寿命性からトランジスタ個々の定期保守を必要とせず、プリント板シート単位で架へ直接プラグインされる構造であるので障害時の保守も極めて簡易化されている。

装置の性能としては既設真空管装置との併設の必要性から、端局装置の場合真空管装置の諸規格をすべて満足するよう設計されている。トランジスタ化された通話路変換架は 60 通話路分の実装容量をもつが、真空管装置と全く同一機能を有する。1 通話路当りの消費電力は  $0.5 \text{ W}$  以下にすぎない。通話路搬供装置は一架に 960 通話路分の通話路および前群用の変復調器に必要な搬送波電流と信号とを発生する現用・予備の回路、切換器およびこれらの電流の分配端子を実装している。これらの装置は各種搬送方式に共用される標準装置であるが昨年以來同軸回線にも広く実用されている。通話路部のトランジスタ化に引続き群・超群変換装置のトランジスタ化は既にその試作を完了し実装容量は 2 倍以上に拡大された。群・超群搬供装置を始めより高周波高出力の装置の開発が進められている。

これまでの搬送装置のトランジスタ化に使用されて来たトランジスタは Ge の合金形あるいは成長形であり、高周波高出力となるに従って製造が難しくなってきたが、Si メサ形トランジスタの出現によって、同軸機器のトランジスタ化に新たに大きな発展が期待されるようになった。 $\alpha$  しゃ断  $100 \text{ Mc}$  以上、許容損失数百  $\text{mW}$  ないし数  $\text{W}$  の Si メサ・トランジスタが既に実用の域に達し、接合部温度としても  $150^\circ\text{C}$  以上が許容されるので数十度の外温で使用可能で、6 B-R 23 のような超広帯域管を除いては従来の搬送用真空管に全く遜色のない特性が期待できる。従来トラ

ンジスタの欠点とされて来た周波数帯域幅，出力レベルに対する制限が克服され，さらに新しい同軸方式の実現を可能とするであろう。

### 文 献

- (1) 広帯域伝送方式特集，信学誌 40，(昭 32-04)
- (2) たとえば R. V. Sperry and D. Surenian: "A transversal equalizer for T.V. circuits", B.S.T.J., 39, No. 2, (Mar. 1960).
- (3) 高原，小島: "輪郭振動水晶振動子の周波数エージング"，昭 35 連大。
- (4) 高原，小島: "主発振器の周波数安定化に就いて"，通研月報，14, No. 2 (1961-02)。
- (5) 通研伝送課: "設計 H-54 形端局置(2)"，通研成果報告第 535 号 (1954-07)
- (6) 川島，樋下: "帰還分周回路の一形式"，昭 35 連大。
- (7) 京極，大橋: "高調波発生器出力等化の一方法"，昭 34 連大。
- (8) 石川，京極，大橋: "リードリレーを用いた搬送電流自動切換装置"，昭 33 信学全大。

- (9) Stephen Doba, Robert Kolding: "A new local video transmission system", B.S.T.J., 34 (July 1955).
- (10) 青木，亀田，横瀬，内野: "ビデオケーブル方式"，通研月報，8, No. 11 (1955-11)。
- (11) 前田: "ビデオベア方式の実施結果と伝送規格の検討"，テレビジョン，11, No. 7 (1957-07)。
- (12) 石原，前田，青江，石本，三森: "同軸ビデオ端局装置について"，昭 34 連大，No. 1075。
- (13) 石原，前田，青江: "同軸ビデオ方式"，施設，10, No. 11 (1958-11)。
- (14) 石原，前田，青江: "商用試験結果からみた同軸ビデオ方式"，施設，11, No. 2 (1959-02)。
- (15) 深海，内野: "クランバーの動特性について"，信学誌，39, p.858, (昭 31-10)。
- (16) T.F. Gleichmann, A.H. Lince, M.C. Wooley, F.J. Braga: "Repeater design for the North Atlantic link", B.S.T.J., 30, No. 1 (Jan. 1957)。
- (17) 貝塚，石川: "トランジスタ化された通話路変換装置と搬搬装置"，施設，11, No. 8 (1959)。

UDC 621.396.41.029.63/.64

## 3.3 マイクロ波通信方式\*

正 員 増 田 孝 雄

(電気通信研究所)

### (1) 序 言

1864 年 C. Maxwell が電磁波基礎方程式より理論的に電磁波の存在を予言し，H. Hertz が 1888 年火花発振器で電磁波を発生したのが無線通信の端緒というならば，それが発生した電磁波が「マイクロ波」であったということも，今日のマイクロ波通信方式の隆盛と思ひ合わせて意義深いものと思われる。3 極真空管の発明後，当時の真空管で発振・増幅の容易な中・短波帯の利用が先行したが，マグネトロンやクライストロンなどの超短波管の発明は再び超短波帯の開発の武器となり，文字通り第二次世界大戦中にはレーダなど電波兵器として活躍したことは周知の通りである。これらはマイクロ波の特性とパルス技術との総合技術であったため，その応用として戦後のマイクロ波通信方式には時分割パルス変調による多量電話がまず使用されたが，マイクロ波の増幅管として 3 極管や進行波管

が，また広帯域周波数変調管としてレフレックス・クライストロンが開発されるにつれ，パルス変調よりも通話路当りの無線占有帯域幅が狭く，また高品質の超多重化に適する周波数変調方式が台頭するに至った。

このような広帯域マイクロ波通信方式としてはアメリカのベル電話研究所が 1947 年，4000 Mc 帯でニューヨーク・ボストン間 300 km，7 中継の実験を行なったのが最初であるが，これに続いてアメリカはもちろん，日本・イギリス・フランスなどにおいて相継いで実験並びに施設が行なわれた。大都市間の市外電話トラヒックの増加，テレビジョン中継網の拡充等需要の増大により今日では日本はアメリカについて世界第 2 位の中継網を持つに至ったが，さらに産業経済の伸張とともに私設専用線としてもマイクロ波中継方式が活用せられ，2,000 Mc から 12,000 Mc にわたる周波数帯において電話 1800 通話路以上を収容するものや<sup>(1)</sup>，中間周波以下をトランジスタ化したものなど，ますます開発が進みつつある。

したがって以下マイクロ波通信方式として広帯域 FM 中継方式に限って述べることにするが，これについては今日までに本会雑誌<sup>(2)</sup>にも特集されたこともあ

\* Microwave Relay System for Supermultichannel Communication. By TAKAO MASUDA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo), [資料番号 5100]

り、また書物<sup>(2)(4)</sup>にもまとめられているので、できるだけ重複を避け、最近特に開発された技術の問題点を中心に、解説的に記述することと致したい。

## (2) 伝 送 基 準

マイクロ波通信方式で伝送する信号としては同軸ケーブル方式と同じく、周波数分割超多重電話やテレビジョンのほか、ファクシミリやデータ伝送などがあり、伝送信号の種類は逐次拡大されつつある。これらの信号の伝送品質を決定するものは明りょう度（あるいは了解度）であるが、電話やテレビジョンのように明りょう性が聴覚や視覚によって決められるものは個人差が大きく、これをそのまま方式設計の尺度とすることは不適当なので、伝送上の諸量に適合する尺度を設定することが望ましい。この尺度を伝送基準といっている。したがってこの伝送基準は伝送信号の性質、伝送方式および用途（公衆通信用あるいは私設専用）に応じて決定され、一方これを満足する最も経済的な方式や装置の設計が行なわれる。

対象となる伝送信号のうち、データ伝送についてはマイクロ波方式ではフェージングなどによる回線の瞬断がおもなる問題点となるが、まだ各国とも基礎調査の段階であり、またテレビジョン伝送についてはカラーテレビジョン伝送の項で触れることとし、ここでは電話の伝送基準について記載する。

マイクロ波通信方式の電話伝送基準も電話機と電話機とを結ぶ線路の 1 部として割り当てられるわけであるが、その用途によって多少異なる。すなわち私設専用回線では比較的独自の伝送基準が設定できるが、公衆通信回線では国内的サービス基準はもちろん、国際間の相互接続をも考慮されるので、その伝送基準は比較的明確になっており、このような意味から公衆通信回線について述べ、他の参考と致したい。

日本の電話伝送基準<sup>(5)</sup>としては各交換局の加入者の 90% が明りょう度等価減衰量\* (AEN) 49 dB で全国の加入者と通話できることを基準としており、市外回線の線路雑音規格はその一部として 1 mV (600 Ω) で割り当てられる。

C.C.I.R.\*\* (および C.C.I.T.T.\*\*\*) では 1 リンクが図 1 で示される構成のもので、これが 3 リンクから成る 2500 km の標準擬似回線を設定し、また通話路

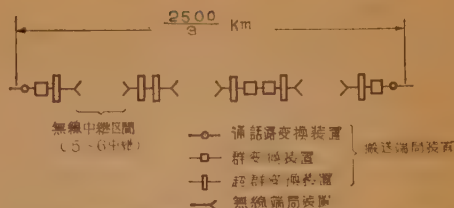


図 1 標準擬似回線 (3 リンク) の 1 リンクの構成

当りの合成音量を決めており、標準擬似回線に対する雑音規格として 0 相対レベル点（市外台から 0 dBm の正弦波を入れたとき、受信側でこれと同じ電力を示す点）で時間的平均評価雑音電力が 10,000 pW 以下であることを勧告している。

そこでいま、1 例として図 2 に示すような 2 加入者を結ぶ基幹回線を考える。この場合、中心局以上を結ぶ長距離回線には CCI 規格を採用すると、中心局—中心局間が 4 リンクであるから、この間に  $10,000 \times \frac{4}{3}$  pW を割り当てることになる。つぎに中心局以下の短距離回線に対しては前記総合線路雑音規格から長距離回線の雑音を除いた残余を割り当てる。この場合線路損失（図 2 にも併記してある）を考慮する必要がある。加入者電話機よりの損失が 5.3 dB の点で総合線路雑音が 1 mV 以下とすると、集中局—一端局間損失 2 dB のときの 1 例をあげると 0 相対レベル点の評価雑音電力として中心局—集中局間に 5,000 pW、集中局—一端局間に 2,000 pW が割り当てられる。これらの雑音量は搬送端局装置を含んだものであるから、無線区間に対してはこれらの 3/4 が割り当てられる。

無線区間における雑音の規格にはこのほか、フェー

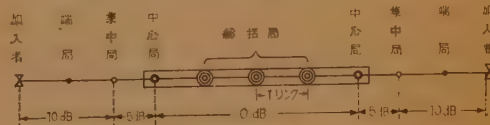


図 2 基幹回線とその損失配分

表 1 標準擬似回線の許容雑音電力

(1) いかなる 1 時間においても評価雑音の平均値が	7,500 pW
*フ大 (2) 1 か月の 20% 以上に対し 1 分間平均評価雑音電力が	7,500 pW
エ (2) 1 か月の 0.1% 以上に対し 1 分間平均評価雑音電力が	47,500 pW
ィ (4) ** 1 か月の 0.01% 以上に対し 評価しない (5 ms の積分時間で)	1,000,000 pW

\*ここで 20% の平均値を電力和で相加し、ある雑音の大きさを越える小さい % は % 和で相加するとする。

\*\*電話の信号伝送のための規格である。

\*C.C.I.F. (国際電話諮問委員会) 第 16 回総会議事録 VI (1951) フローレンス

\*\*国際無線諮問委員会

\*\*\*国際電信電話諮問委員会



表 2  $L$  km の実回線の雑音電力

(1) いかなる1時間においても平均値が	$3 L \text{ pW}$
(2) いかなる1か月の20% 以上に対しても1分間平均電力が	$3 L \text{ pW}$

短い時間の間の許容雑音は測定が困難であるから設計の目標値として、いかなる1か月でもその  $(L/2500) \times 0.1\%$  以上が1分間平均電力  $47,500 \text{ pW}$  を越えないようにすること。

ジグの大きいときの規格が定められており、1959年に行なわれた C.C.I.R. 第9回総会<sup>(7)</sup>で  $2500 \text{ km}$  の標準擬似回線の0相対レベル点における無線区間の雑音が表1の暫定値を越えないことを設計目標とすること、 $250 \text{ km}$  と  $2,500 \text{ km}$  との間の距離 ( $L \text{ km}$ ) で、構成が擬似回線とあまり異ならない実回線の評価雑音電力は表2の値を越えないことを勧告している。また電話回線を電信々号の伝送に用いる場合の許容雑音や瞬断などについても提案または報告がなされている。

### (3) 回線雑音

公衆通信回線であれ、私設回線であれ、また長距離回線であれ、短距離回線であれ、定められた伝送基準を満足するとともに最も経済的に回線を設計するためには、回線で生じる雑音の性質を明確にして置かねばならない<sup>(2)(3)(4)</sup>。周波数分割超多重電話 FM回線で生じる雑音はつぎのように分類して考えられている。

①熱雑音、②干渉雑音、③ひずみによる準漏話雑音。

まず熱雑音は中継機や無線端局受信機の雑音のほか変調管や低周波増幅器の雑音が超々多重方式では無視できなくなるが、中継機や受信機の雑音は FM 区間で生じるため通話路周波数とともに雑音が増加して、いわゆる三角雑音分布となり、最高通話路で最大となるため一般には最高通話路における受信機雑音とフェージングとを考慮した多中継による雑音の相加(中継を重ねて行くことにより雑音が累加すること)を考慮すればよい。後述するように  $10,000 \text{ Mc}$  以上の周波数帯では雨による減衰<sup>(17)(18)</sup>があり、また受信機の初段に進行波管のような AM-PM 変換がある回路を用いると雑音指数が受信電力の関数となるが、このような場合にはこれらを考慮して雑音の相加を考える必要がある。

つぎに干渉雑音は無線周波数配置や置局・回線分岐などとの関連が大きく、さらにフェージングとも合わせ考えなければならない。一般にマイクロ波方式では図3に示すように1中継局に上り・下り、送受4個の空中線を設け、同一方向の並列回線は空中線を共用して

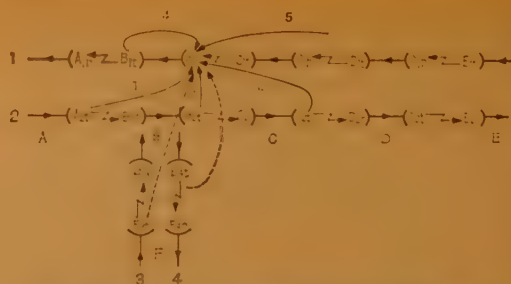


図3 並列回線および分岐回線における電波の干渉

分波器で各送受信機に合成分離するが、これら隣接無線チャンネルの干渉電波のほかに、たとえばB局の上り受信空中線  $B_{1r}$  に回り込んでくる干渉電波を考えると、① $A_{2t}$  より  $B_{1r}$  空中線の前後面結合によるもの、② $C_{2t}$  より  $C_{3t}$  の前後面結合によるもの、③ $B_{2r}$  より  $B_{1r} \cdot B_{2t}$  の側面結合によるもの、④ $B_{1t}$  より  $B_{1r} \cdot B_{1t}$  の後面結合によるもの、⑤ $D_{1t}$ ,  $E_{1t}$  より飛び越し伝はんによるもの、などが比較的強勢なものであるが、⑤が伝はん路の地形によるしゃへいやジグザグ経路で回避できる場合を除くと、干渉の度合は空中線の指向性(近傍の地形・地物による反射をも含めて)、周波数差による分波器・ろ波器のしゃ断特性および交叉偏波による弁別に依存する。③と④によるものは伝はん損失を含まないから空中線の指向性だけでは不十分で、図4(イ)に示すように送受信周波数に差  $4F$  を設けて、しかも経済的に周波数を使用できる周波方式を一般に採用している。また図3でB局でF局方向に回線を分岐する場合、 $B_{1r}$  に干渉する電波に、 $F_{2t}$  より  $B_{1r}$  の前側面結合によるもの、 $B_{1r} \cdot B_{1t}$  の後側面結合によるものなどが付加される。このような回線分岐で分岐角度が小さい場合や空中線に反射板を組み合わせるため前後面結合が大きくなる場合には周波数的には不経済であるが、図4(ロ)に示すような4周波方式が使用される。また隣接無線チャンネル間に充分保護帯域がとれぬ場合直線偏波では水平(H)・垂直(V)、円偏波では右旋・左旋の交叉偏波を使用して干渉を軽減する。干渉電波には以上あげたもののほかに中継装置のスプリアス放射、空中線の送受共用を



(イ) 2周波方式

(ロ) 4周波方式

図4 上り下り周波数配置

行なった場合の干渉, 他方式の高調波などがあり, 一方周波数変換器などの非直線性によるスプリアス感度, 進行波管などの AM-PM 変換による干渉, 混変調<sup>(10)</sup>などの問題がある。

また伝搬路を介して起こる干渉では隣接区間のフェージング差や隣接無接チャンネル間のフェージングの周波数相関を考慮しなければならない。

以上にあげた干渉より生じる雑音のうち, 一般に用いられる 2 周波方式では空中線の前後面結合による同一無線チャンネルによる干渉 ①, ② が一般に最も大きく, 上り下りの回線に若干の周波数差があると, その差周波数に相当する通話路の干渉雑音は特に大きくなるので中心周波数の安定度をよくして差周波数を最低通話路周波数以下に下げ, また通話が閑散で無変調に近い場合は搬送波を正弦波で変調し, 搬送波を拡散して雑音を軽減する方法も用いられる。

最後に準漏話雑音の原因となるひずみは非直線ひずみと直線ひずみに分けられる。FM 方式であるため前者は変復調器の直線性で決まり, この非直線ひずみによる準漏話雑音は変調器あるいは復調器の入出力特性がベキ級数に展開できる場合, 正弦波状に変化する場合などのほかに, 最近極めて一般的な解析がなされ<sup>(9)</sup>, 所要直線範囲とひずみとの関係などが明確になった。また直線ひずみによる準漏話雑音は FM 中継区間の位相特性と振幅特性とで決定される。瞬時周波数が変調信号で変化するといういわゆる準定常状態の考え方に従うと, FM 伝送路の位相周波数特性の非直線性があたかも AM 伝送路の非直線回路の非直線性と非常によく似た作用をしており, ひずみは伝送路の位相特性すなわち遅延ひずみだけで決まり, 伝送路の振幅特性には無関係となるが, これは周波数偏移に比して変調周波数が充分低い場合に当てはまる近似である。FM 伝送路はスレシホールドレベル・干渉および回路技術などの点から有限の帯域制限が必要であるが, 1,000 通話路以上の超多重方式では変調周波数が高くなり, 振幅特性による雑音も無視できなくなって, 帯域幅や帯域内の許容振幅偏差はひずみの点からも規定される。

このようなひずみを計算するために瞬時周波数が変化する波としてではなく, 側帯波が合成された電力スペクトラムが, 与えられた振幅および位相特性の伝送路を通るとして解析しなければならない。最近この問題について一般的な解<sup>(9)</sup>がえられているが簡単のために伝送特性が周波数のベキ級数で表わされ, かつひず

みの小さい場合の第一次近似の結論を述べると, つぎのように集約される<sup>(4)</sup>。

①. 変調指数が大きくなっても三次以下の位相特性より生じるひずみは, 準定常状態の方法で求めたものと一致する。

②. 振幅特性より生じるひずみについては振幅特性の一次の項はひずみに無関係, 二次の項はビデオ端子からみた周波数特性に影響を与えるだけでひずみに無関係, そして三次の項より二次ひずみを, また四次の項より三次ひずみを生じる。いま振幅特性  $g(F)$  が周波数  $F$  のベキ級数

$$g(F) = 1 + \alpha_1 F + \alpha_2 F^2 + \alpha_3 F^3 + \alpha_4 F^4 + \dots$$

で展開されるとすると, これより生じる二次ひずみによる準漏話雑音は

$$[D_2/S]_{dB} = 20 \log_{10} (3/\sqrt{2}) \alpha_3 f^2 \sigma \sqrt{1 - (f/f_h)^2/3} \quad (1)$$

また三次ひずみによるものは

$$[D_3/S]_{dB} = 20 \log_{10} 3 \sqrt{2} \alpha_4 f^2 \sigma^2 \sqrt{1 - (f/f_h)^2/3} \quad (2)$$

で与えられる。ここで  $f$  は通話路周波数,  $f_h$  は最高通話路周波数,  $\sigma$  は雑音負荷レベルの実効周波数偏移である。図 5 は  $\alpha_3$  および  $\alpha_4$  の代わりに中心より  $f_h$  だけ離れた点における振幅特性の三次偏差  $(\Delta g_3)f_h$ , および四次偏差  $(\Delta g_4)f_h$  を % および dB で表わしたものを横軸として, 振幅特性と準漏話雑音との関係を示している。

③. 振幅特性より生じるひずみと位相特性より生じるひずみとは  $\pi/2$  の位相差をもち両者は電力和となる。

④. 振幅特性が周波数の四次以下で近似できる場合, これより生じるひずみはひずみ雑音が落ちる周波数を微分周波数として測定した微分利得特性 (微分周

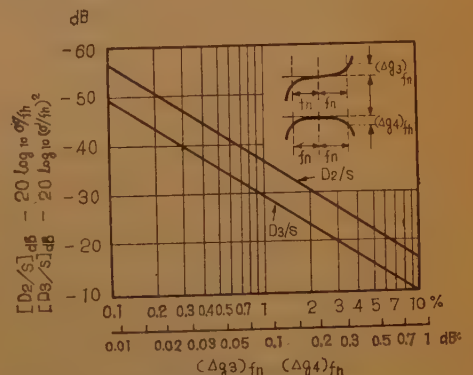


図 5 三次および四次振幅特性偏差とそれより生じる最高チャンネルにおける二次および三次準漏話雑音



波数によって変化するので、非直線回路の微分特性と区別して微分利得特性と呼ぶ)を普通の非直線回路の微分特性と考えて計算した雑音量と全く一致する。またこの場合雑音量はその落ちる周波数の2乗に比例して増大する。

さて、回線の振幅特性や位相特性を決定するものは中継装置・給電線の反射および伝搬路であるが、中継装置には分波路・ろ波器・中間周波増幅器のほか、周波数変換器・振幅制限器および進行波管増幅器など、振幅制限作用や AM-PM 変換を行なう非直線要素があり、回線総合の振幅特性や位相特性を直接測定することは困難であるが、これらの非直線性が定数で表わされる場合には、実際に測定した微分利得特性および遅延特性を用いると直線回路の場合と同じ式を用いて雑音量を計算できる。また給電線の反射によるエコーひずみや変動量である伝ばひずみについての解析も完成段階にきている。

一方、これらの準漏話雑音の対策としてアイソレータによる反射の軽減、遅延等化器・振幅等化器による補償、ダイバーシチ方式・反射波防止空中線の使用や空中線方向調整による伝ばひずみの軽減のほか、回線の総合等化・変動量に対する自動品質等化などが実用化されている。なお以上のひずみは理想的振幅制限器が周波数弁別器に前置された場合の議論であるが、振幅制限器の抑圧度が低いか、あるいはレベル範囲が狭いと振幅変化の残留などによる雑音を生じる。

つぎに AM-PM 変換について簡単に触れて置こう。前述のように中継装置の中にある非直線性のうち、入出力振幅特性の非直線性による FM 伝送上の問題点は高調波発生によるスプリアス放射、基本波近傍に落ちるスプリアス感度などによる干渉雑音が生じることであるが、この場合は一般に、ろ波器などによる回路技術で可成り抑圧することができる。これに対し進行波管などで生じる AM-PM 変換(入力レベルによって出力の位相が変化する)によるものは、変換係数も比較的大きく(0.05 rad/dB 程度)補償も困難である。AM-PM 変換を生じる原因としては、まず周波数変換器や振幅制限器について考えると、これらの多くは同調回路と非直線抵抗(鉗性検波器)とが並列に接続されており、同調からずれた一定周波数で入力電圧が変化すると電流の位相が変化する。また進行波管増幅器では電子流と回路との交互作用で増幅が行なわれるが、電子流の交流(マイクロ波)電力が増大するにつれて電子流の平均速度が低下し、入出力の相対位相角

が増加する。前者では AM-PM 変換係数自体も周波数の関数となるが、後者では周波数による変化は小さい。このような AM-PM 変換がある場合の問題点を列記すると、つぎのようである<sup>(10)</sup>。

①、雑音の増加：入力搬送波と各雑音スペクトルとのビートで入力波が位相変調される。(差周波数の所に側帯波が生じ、入力の増大とともに大きくなる)。

②、2 周波干渉：非希望波(妨害波)の振幅変調分が希望波(入力信号波)を位相変調する。

③、3 周波干渉：希望波の両側に等周波数間隔で非希望波(隣接無線チャネル)が存在する場合、希望波に重なって干渉波が生じる。

④、等価遅延ひずみ：入力信号波の振幅変調分で位相変調をうけ等価遅延ひずみを生じる。

これらに対する対策は入力信号波の振幅変調分を減少させ、妨害波を充分減衰させるとともに、振幅制限により AM-PM 変換の多中継による累積相加を断ち切ることである。

以上述べてきた各種回線雑音の、通路周波数  $f$ 、雑音負荷レベルの実効周波数偏移  $\sigma$ 、試験音レベルの実効周波数偏移  $S_0$  に対する変化の傾向および多重通路路数  $N$  に対する最高通路路雑音の傾向を表示すると表 3 のようになる。これらの傾向を考えて無線周波数配置、雑音配分、周波数偏移および伝送帯域幅などを決定し、総合設計を行なう。

表 3 各種雑音の傾向

雑音の種類	$f$	$\sigma$	$S_0$	$N$
熱雑音	$f^1$		$S_0^{-1}$	$N^1$
干渉雑音 (同一無線チャネル)	$(f_s)$		$S_0^{-1}$	$(N)$
非直線ひずみ(二次)	$\left\{1 - \frac{1}{2} \frac{f}{f_s}\right\}$	$\sigma^2$	$S_0^2$	$N^{2/3}$
直線位相ひずみ(二次)	$f \left\{1 - \frac{1}{2} \frac{f}{f_s}\right\}$	$\sigma^1$	$S_0^2$	$N^{1/3}$
直線振幅ひずみ(二次)	$f \left\{1 - \frac{1}{2} \frac{f}{f_s}\right\}$	$\sigma^1$	$S_0^2$	$N^{2/3}$
備考	$f_s \propto N, \sigma \propto N^{1/3}, \sigma \propto S_0$ とする			

#### (4) カラーテレビジョン伝送<sup>(2)(3)(4)</sup>

テレビジョン伝送を行なうマイクロ波中継方式には、近距離の ST リンクや移動中継(フィールド・ピックアップ)と長距離回線とがある。ところでたとえ

\* 単側波周波数分割多重電話信号の尖頭係数は  $N$  の増加と共にランダム雑音に接近することから、準漏話の試験には多重信号の代わりに多重通路の帯域幅だけランダム雑音を負荷する。この実効周波数偏移を  $\sigma$  で示している。



ば走査線 525 本のテレビジョン信号は映像周波数帯域幅 4 Mc で、NTSC 方式カラーテレビジョンの伝送を考えても、中継回線に対する技術的要求がだいたい 600 ないし 960 通話路の超多重電話伝送と同程度であること、大都市間の中継の需要がほぼ共通であることなどから、長距離回線では両者同一の中継所を用いて装置・施設の共用を公衆通信業務として行なっている。テレビジョン伝送においてもプログラム交換・技術交流の観点から国際的な標準方式・伝送基準の確立が C.C.I.R.<sup>(7)(11)</sup>、C.M.T.T.\* などで検討されており、白黒テレビジョンの相互接続のために必要な諸基準が勧告されている。無線回線の許容雑音については 3 ビデオリンク、2,500 km の擬似回線で従来 1 か月の 1% の値だけで現定していたのを改めて、フェージングの多いとき 1 か月の 20% 以上が 1 秒間平均雑音電力で測定して  $(x+4)**\text{dB}$ 、0.1% 以上が  $(x-8)\text{dB}$  を越えないことを暫定値として推奨している。

カラーテレビジョンについては NTSC 方式に焦点が絞られつつあるが、伝送規準については各国とも検討の段階といえよう。NTSC 方式のカラーテレビジョン信号は図 6 に示すように白黒テレビジョン信号に色をつけるため、3.58 Mc を副搬送波とする色度信号と色度信号を復調するときの基準となるカラーバーストとが付加されたもので、カラー副搬送波の明度信号に対する振幅の比がその点の色の飽和度(濃さ)を、またカラーバーストの位相と比較した副搬送波の位相がその点の色相(色あい)を表わしている。こゝではこの信号の FM 伝送上の問題点をあけて置く<sup>(1)</sup>。

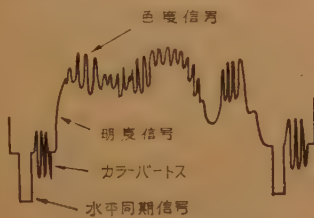


図 6 カラーテレビ信号

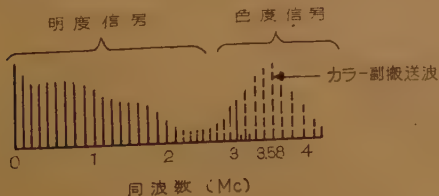


図 7 カラーテレビ信号スペクトル

まず映像周波数特性については図 7 に示すように、色度に関する情報が 3.58 Mc 付近に集中しており、この付近の特性の低下は色の飽和度の低下となり、白黒の場合に比してはるかに目につき易く、長距離回線の端局で集中的に補償することは SN の点からも限度があり、回線の広帯域性が要求される。

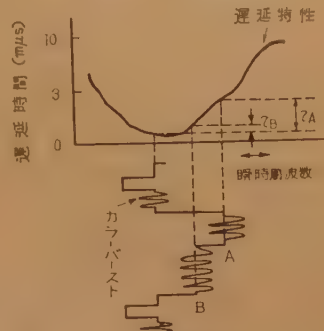


図 8 カラーテレビ信号に対する FM 伝送路の遅延特性の影響

つぎに FM 区間の遅延特性が図 8 に示すように平坦でないとき、色度信号で伝送される遅延時間が明度信号によって異なるため、色度信号とカラーバーストとの相互の位相関係が伝送前は変化し色相が変化する。このように明度信号レベルによっておこる色度信号の位相変化を微分位相といい、 $\pm 5^\circ$  以上あると色相の変化がみとめられる。1  $\mu\text{s}$  のおくれは 3.58 Mc 波の  $1.3^\circ$  のおくれになるから図 8 の  $\tau_A$ ,  $\tau_B$  は 4  $\mu\text{s}$  以下に遅延等化しなければならない。

また映像増幅器、変復調器に非直線性や FM 区間に振幅特性があると、明度信号レベルによって色度信号の振幅すなわち色の飽和度が正しい値からずれる。これを微分利得といい、10% 以上あると色の飽和度に変化がみられる。

微分位相・微分利得の規格としては、伝送系全体の総合で  $\pm 10^\circ$ 、 $\pm 20\%$  という米国規格<sup>(29)</sup>がある。これらの値および TD-2 方式などのデータ<sup>(29)</sup>から考えて、中継回線の規格としてはこの約 1/2 を目標として考えてよからう。

そこでこれらの値を満足し、設計を容易にするために、変調器の映像増幅段にプリエンファシス回路を挿入して、微分位相・微分利得をおこす原因になる明度信号(低い周波数成分)の振幅を小さくして伝送し、復調器の映像増幅段で逆特性のデエンファシス回路を挿入して、原信号にもどすことによって微分位相・微分利得の影響を軽減する方法がとられる。図 9 はアメリカの TD-2 回線で使用されているプリエンファシスの特性で、副搬送波の近くの周波数特性が平坦となっている<sup>(7)</sup>。

\* C.M.T.T.: C.C.I.R. と C.C.I.T.T. の合同委員会。

\*\* X は各標準方式に対して別途定められている。日本の 525 本方式については未決定であるが、たとえば 625 本 5 Mc 方式では  $X=52\text{ dB}$  である。

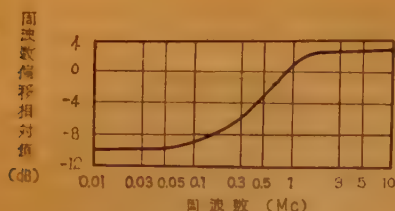


図9 プリエンファシス特性

一方エンファシスをかけた場合、SN 比の劣化はどうなるかを検討しておく必要がある。ベル電話研究所の視覚試験によると、雑音についても白黒の場合よりも許容限界が過酷となる。この結果によるとランダム雑音に対して図 10 の評価曲線が成り立ち、 $S(p-p)/N(\text{rms})=54 \text{ dB}$ 、また単一周波数妨害に対しては  $2\sim 800 \text{ ks}$  で  $S/N=70 \text{ dB}$ 、インパルス雑音に対しては  $S/N=14 \text{ dB}$ 、他の映像の混信は  $58 \text{ dB}$  という許容値を得ている<sup>(12)</sup>。そこで図 10 の評価曲線とランダム雑音の許容値とを用いて、図 9 のエンファシスをかけた場合の FM 熱雑音による所要比 SN を計算すると、かけない場合に対して約  $1 \text{ dB}$  大きくなる程度でこれに対して微分位相・微分利得は  $1/4$  程度となり、エンファシスが有効なことがわかる。しかし FM 区間で生じるハムやマイクロフォン雑音に対して弱くなるのはやむをえない。

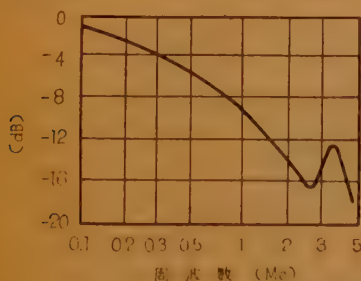


図 10 カラーテレビ・ランダム雑音に対する評価曲線

最後に、テレビジョンと電話との同時伝送について簡単に述べて置こう。はじめに述べたように、長距離回線ではテレビ回線と電話回線とは併行・共用している点が多く、電話伝送の多重度が増加し、1800 通話路程度となると同等の方式をテレビ中継に用いる場合、テレビ回線では余裕があるため、

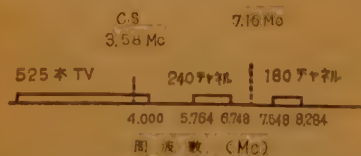


図 11 テレビと電話との同時伝送の場合のベースバンド周波数配置

電話と同時伝送を行なうことが考えられる。この場合のベースバンド周波数配置については CCIR でも考慮されているが、図 11 はアメリカの TH 方式のもので、直接変調できるようにテレビ信号をベースバンドの低い方に置くと共に、カラー副搬送波の第二高調波の干渉を避けるため、その部分の電話通話路を 1 部除去している<sup>(1)</sup>。またカナダの TD-2 方式<sup>(13)</sup>では  $6\sim 7 \text{ Mc}$  の間に 60 通話路の基本超群を  $2\sim 3$  組乗せており、ST リンクや移動中継装置では音声信号を重ね合わせ、付加しているものもあり、欧州では CCITT 規格の音楽回線との同時伝送も考えられている。

### (5) 電波伝ばん

マイクロ波広帯域 FM 中継方式では、高品質の伝送が要求されるため、見通し内伝ばん路が用いられるが、回線設計上伝ばん路のフェージングも伝送品質を決定する重要な要素である。見通し内伝ばんにおけるフェージングを左右するものは大気屈折率の変化であるが、伝ばん機構の上から 2 つの形に分けられており、一つは K 形フェージング、他はダクト形フェージングと呼ばれている。大気屈折率が高さによって僅かずつ変化していると電波の進路は曲げられるが、このわん曲度を等価地球半径係数  $K$  で表わす。干渉性 K 形フェージングは直接波と地表などの反射波とが干渉を起こしている場合、この  $K$  の変動によって生じるものであり、干渉性ダクト形フェージングは温度の逆転層や水蒸気の不連続層などいわゆるダクトの発生に基づいて直接波がいくつかの電波通路に分かれ、それらが不規則に干渉するために生じるもので、たとえ反射波がなくても深いフェージングを発生する。K 形、ダクト形いずれにも減衰性のものもある。減衰性の K 形フェージングは  $K$  の値が小さくなって電波通路が下向きにわん曲して大地で回折したり、障害物にさえぎられて生じるものであり、減衰性のダクト形フェージングは送信点と受信点との高さが大きく異なる伝ばん路でダクトで電波が屈折して生じるものである。

K 形フェージングは海上のように強い反射のある伝ばん路で発生し、ダクト形フェージングは陸上でも発生するが海岸や海上で特に発生しやすい。また K 形・ダクト形ともにフェージングは冬季よりも夏季の方が多く、1 日のうちでは内陸の場合夜間に多く、海岸や海上では夜間よりも昼間に多く発生する傾向がある。

\* 弯曲している電波進路を直線としたときの地球の等価半径と実際の地球の半径との比。

従来の方式設計においては、伝ばん上の問題は主としてフェージングによる熱雑音の変動が対象になっていたが、1800 通話路以上の超多重方式や電信符号の伝送などでは従来より一層高品質の要求が生じ、フェージング

による熱雑音の変動に対する要求も厳格になるが、特に瞬断や伝ばんひずみなどが問題になる。したがって伝ばん現象に対する研究も従来はある単位時間内での変動幅のみが対象となっていたが、現在では多重波の光路差、選択性フェージング、信号強度の空間特性などについて究明がなされ、回線品質の定量的な評価ならびに品質の改善対策についてもその方法の確立が要求されている。

以下まずフェージングによる雑音の増加・変動の評価の基礎となる多重波の信号強度分布についてのべ、つぎに伝ばんひずみの評価やダイバーシチ方式による品質改善対策の設計の基礎となる受信電力の周波数相関と電波光路長の変動・受信電力のスペース相関について記載し、その後伝ばんひずみの計算式、計算例をあげる。なお見通し内のダクト伝ばんに対しては見通し外と同様散乱理論が適用され、後述する理論式はいずれも散乱モデルから誘導されたものである。最後に 10,000 Mc 帯以上では降雨による電波の減衰が回線設計上大きな問題となるので、これについても付言しておく。

#### (a) 多重波の信号強度分布

電波が多重波から構成されていてその位相・振幅が不規則に変動するとすれば、その場合の信号強度分布はレーレー分布となり、密度関数  $p(R)$  は次式で与えられる。

$$p(R) = (R/\psi_0) \cdot \exp. (-R^2/2\psi_0) \quad (3)$$

ここで、 $R$  は振幅、 $2\psi_0 = \bar{R}^2$  は  $R$  の自乗平均値である。

また多数の不規則波に一定常波が加わった場合には  $I_0$  分布\*となり、この場合の密度関数  $p(R)$  はつぎのようになる。

$$p(R) = (R/\psi_0) \cdot \exp. \{-(R^2 + A^2)/2\psi_0\} \cdot I_0(RA/\psi_0) \quad (4)$$

\*  $I_0$  分布の近似解として  $m$  分布、 $F$  分布などがある。

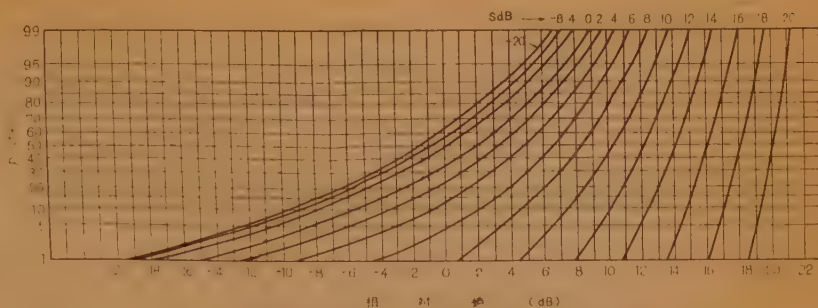


図 12 定常波と不規則波の合成信号強度の累積分布曲線

ここで、 $A$  は定常波の振幅、 $\bar{R}^2 = 2\psi_0 + A^2$ 、 $I_0$  は変形ベッセル関数である。

図 12 は定常波と不規則波との成分分布 ( $I_0$  分布) の累積分布曲線である。図で  $S = A^2/2\psi_0$  であり、したがって  $S = -\infty$  dB はレーレー分布であるが近似的には  $-20$  dB 程度でレーレー分布である。見通し内伝ばんでは信号強度は多くの場合  $I_0$  分布で近似されるが、伝ばん状態の最悪の場合にはレーレー分布で近似される。このようなレーレー分布で近似できる時間数は地域により異なるが、概略の値は区間距離 50 km の場合、1 年のうち最悪の 1 か月において 4,000 Mc 帯では 6~7 時間、6,000 Mc 帯では 12~14 時間程度である<sup>(27)</sup>。

直接波が  $I_0$  分布をなし、それに大地反射あるいは海面反射が存在し、不規則に干渉し合うときの信号強度分布は一般に 2 定常波と不規則波の合成分布で近似される<sup>(14)</sup>。

#### (b) 受信電力の周波数相関および電波光路長の変動

信号強度がレーレー分布をなす場合、受信電力の周波数相関 (周波数差についての相関係数)  $\rho$  は次式で与えられる。

$$\rho = \exp. \{-(4\pi^2 \Delta P^2 / \lambda^2) (\Delta \lambda / \lambda)^2\} \quad (5)$$

ここで、 $\Delta P$  は電波光路長の平均よりの変化分、 $\overline{\Delta P^2}$  はその自乗平均値、 $\lambda$  は波長、 $\Delta \lambda$  は波長の差である。

任意の伝ばん路における  $\Delta \lambda$  についての相関係数が求められるならば、その伝ばん路における電波光路長の標準偏差  $\Delta P$  の推定値がえられる。なお  $\overline{\Delta P^2}$  は理論的には次式で与えられる<sup>(18)</sup>。

$$\overline{\Delta P^2} \div 2 \Delta n^2 d L_x \quad (6)$$

ここで、 $\Delta n$  は大気中の屈折率の変化分、 $d$  は伝ばん距離、 $L_x$  は水平方向の大気の乱れの塊の大きさを与える尺度である。

伝ばん路に反射面が存在する場合直接波との合成の



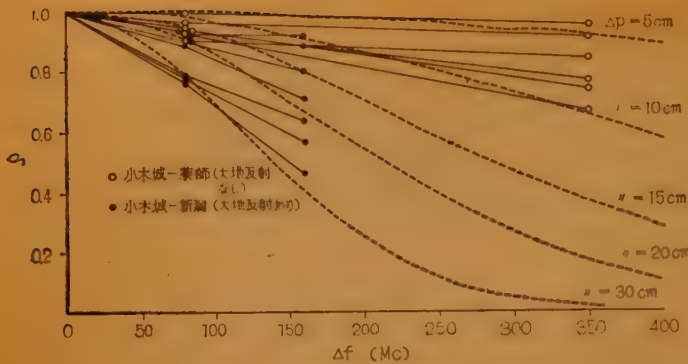


図 13 受信電力の周波数相関

電波光路長の変化分の自乗平均値  $\overline{\Delta P^2}_{(D+R)}$  は次式で与えられる<sup>(10)</sup>。

$$\overline{\Delta P^2}_{(D+R)} = \overline{\Delta P^2}_{(D)} + \{(\overline{kl})^2 - \overline{(k^2 l^2)}\} \quad (7)$$

ここで、 $\overline{\Delta P^2}_{(D)}$  は直接波の光路長の変化分の自乗平均値、 $r$  は実効反射係数、 $l$  は直接波と反射波との光路差、 $k = \sqrt{r^2/(1+r^2)}$  である。

また  $r$  が小さい場合の  $\overline{\Delta P^2}_{(D+R)}$  は近似的に

$$\overline{\Delta P^2} \div \overline{\Delta P^2}_{(D)} + (\overline{rl})^2 \quad (8)$$

で与えられる。したがって反射波がある場合には一般に  $\Delta P$  は大きくなり、相関係数は小さくなる。

$d=50\text{ km} \sim 60\text{ km}$  で反射のない通路における深いフェージング発生時の  $\Delta P$  は多くの場合 10 cm 以内と推定され、 $\Delta f=80\text{ Mc}$  程度では相関係数は非常に大きい（理論的には 0.98 以上）。図 13 は大地反射のない通路（小木城-葉師）と大地反射のある通路（小木城-新潟）で深いフェージング発生時に測定された受信電力周波数相関である。

#### (c) 受信電力のスペース相関

レーレーフェージング発生時、図 14 のように電波通路に対し水平に  $Y$ 、垂直に  $Z$  の距離だけ離れている

図 14 ダイバーシティ伝送通路

通路  $S_1$  および  $S_2$  での受信電力の相関係数  $\rho$  は次式で与えられる<sup>(11)</sup>。

$$\rho = \exp\left[-\left\{8\pi^2 \overline{\Delta P^2}/3\lambda^2\right\}\left\{(Y^2/l_x^2) + (Z^2/l_z^2)\right\}\right] \quad (9)$$

ここで、 $l_x = 2L_x/\sqrt{2\pi}$ 、 $l_z = 2L_z/\sqrt{2\pi}$  で、 $L_x$  は水平方向の、 $L_z$  は垂直方向の大気の流れの塊の大きさを与える尺度である。

通常のダクトにおいては水平方向の乱れの尺度に比較して垂直方向の乱れの尺度がはるかに小さいので、水平方向よりも垂直方向の方が相関係数は小さい。また反射波がある場合には周波数相関の場合と同様  $\Delta P$  は大きくなり、相関係数は小さくなる。

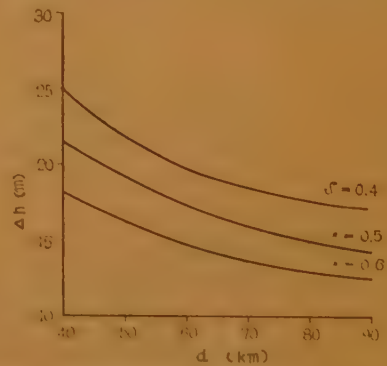
以上は理論的な考察であるが、実験結果によれば深いフェージング発生時の  $L_x, L_z$  などは地域によりあまり変わらず、4,000 Mc 帯について

垂直方向の相関係数に関してつぎのような実験式がえられている。

$$\rho = \exp. [-0.0024$$

$$\cdot \{4h \sqrt{(7.5^2 d/61.8) + (kl)^2 - (k^2 l^2)/7.5}\}^2] \quad (10)$$

ここで、 $\rho$  は最悪期における深いフェージング発生時の受信電力相関係数の平均値、 $4h$  は垂直方向の空中線間隔 (m)、 $d$  は伝はん距離 (km)、 $r$  は実効反射係数、 $l$  は直接波と反射波との光路差 (cm)、 $k = \sqrt{r^2/(1+r^2)}$  である。図 15 に  $r=0$  の場合の  $d$  と  $4h$  との関係を  $\rho$  をパラメータに示して置く。

図 15 伝はん距離 ( $d$ ) と空中線間隔 ( $4h$ ) の関係 (ただし  $r=0$ )

#### (d) 伝はんひずみ<sup>(12)</sup>

フェージングがレーレー分布に従う場合の二次ひずみ電力の平均値対信号電力の比は次式で与えられる。

$$[D_s/S]_{dB} = 10 \log_{10} B^2 T^2 U_1 \left(\frac{f}{B}\right) \quad (11)$$

ここで、 $B$  は通話路周波数帯域、 $T$  は多重波の遅延時間、 $U_1(f/B)$  はひずみ電力スペクトラム、 $f$  は通話路周波数である。図 16 に  $f/B$  に対して  $U_1(f/B)$

を示す。

前述のようにダクト発生時の電波光路長の標準偏差  $\Delta P$  は多くの場合 10 cm 以内で、たとえば 5 cm とすると  $T=1.66 \times 10^{-10}$  sec

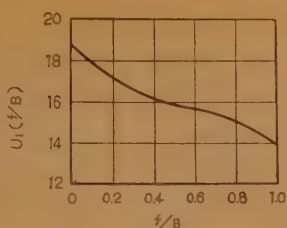


図 16 ひずみ電力スペクトラム

である。これを用いて 1800 通話路の場合について  $f/B=0.5$  として計算すると  $[D_1/S]_{dB} = -45.5$  dB となり、方式設計上問題になる値である。特に反射波がある場合は  $\Delta P$  は更に大きくなり、 $D/S$  も大きくなるので超々多重方式では反射のある区間を避けるかまたは改善対策を立てる必要がある。

#### (e) 降雨による電波の減衰<sup>(17)(20)</sup>

図 17 は降水量と電波の減衰量との関係<sup>(18)</sup>を示しており、単位距離当り、単位降雨強度当りの減衰係数が周波数に対して示されている。回線品質の評価に当り対象になる減衰の単位時間は 1 時間の平均値および瞬時であるが、最も問題になるのは瞬時における降雨強度の推定である。図 18 は東京における降雨強度の累積分布曲線の 1 例で、10 分間の平均降雨

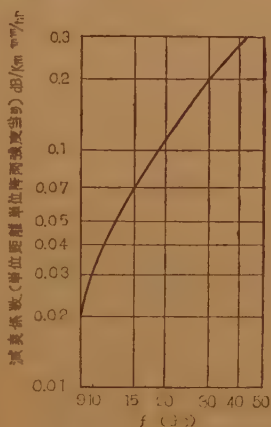


図 17 減衰係数

雨強度の累積分布曲線の 1 例で、10 分間の平均降雨

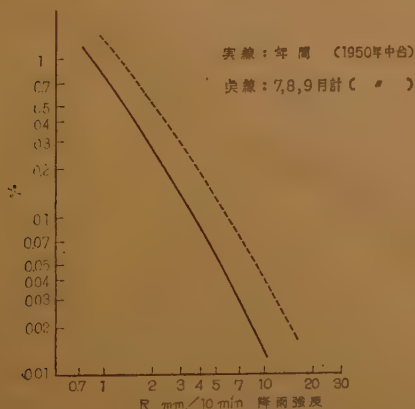


図 18 降雨強度の累積分布曲線

強度を横軸にしている。

電波通路にわたって一様の降雨強度の場合には降雨強度  $R$  (mm/10'), 距離  $d$  (km), 周波数に対する減衰係数  $\gamma$  (図 17) とすれば降雨による減衰量  $\Gamma$  (dB) は

$$\Gamma_{(dB)} = 6\gamma \cdot R \cdot d \cdot \phi(T) \quad (12)$$

で与えられ、 $\phi(T)$  は気温の補正係数<sup>(18)</sup>で、 $T=18^\circ\text{C}$  で  $\phi(T)=1$  である。厳密には降雨強度にも関係するが、 $T=10^\circ\sim 40^\circ$ ,  $R=10$  (mm/10')  $\sim 20$  (mm/10') で  $\phi(T) \approx 0.8 \sim 1.0$  である。

したがって降雨強度が電波通路にわたって一様の場合には、通路を代表する地点の降雨強度  $R$  の累積分布が判っておれば減衰量  $\Gamma$  の分布を推定することができる。ところが一般には電波通路にわたって降雨強度は一様と考えられないのが普通である。このような場合ある時刻における  $R(x)$  が通路  $x$  について知れておれば減衰量  $\Gamma$  は

$$\Gamma = 6\gamma \cdot \phi(T) \int_0^d R(x) dx \quad (13)$$

で与えられる。そこで  $R$  の地域的な相関関数  $\rho(R, x)$  を想定し、この相関関数の近似として  $x$  が  $0 \sim S$  までは  $\rho=1$ ,  $x$  が  $S$  以上では  $\rho=0$  と考える。このような  $S$  を統計的な意味での雨域のスケールと呼ぶ。このように仮定すれば、 $R_p(p)$  は  $R$  の起こる確率の減衰量  $\Gamma_p$  は  $n=d/S$  として次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Gamma_p &= 6\gamma \cdot \phi(T) \cdot R_p \cdot d \cdot \left\{ \left( \sum_1^n R_i \right)_p / n \right\} / R_p \\ &= 6\gamma \cdot \phi(T) \cdot R_p \cdot d \cdot k(n, p) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで問題になるのは  $S$  の値および  $k(n, p)$  である。 $S$  の値は降雨の原因や地域により異なるが、大雑ばな値は 5 km  $\sim$  6 km 程度であろうといわれている。また  $R$  の分布はピアソン 5 形<sup>(20)</sup> で比較的良好に近似

表 4  $k(n, p)$

n	p (%)		
	1	0.1	0.01
1	1	1	1
2	0.85	0.82	0.81
3	0.76	0.72	0.68
5	0.66	0.60	0.57
10	0.55	0.48	0.45

されるので、この分布の特定パラメータについての  $k(n, p)$  を示すと表 4 の通りである。

このような方法によって降雨による電波の減衰量  $\Gamma$  の概略

値を推定することができ、0.1% の  $R=5$  mm/10' のとき、 $d=30$  km における 11,000 Mc の電波の減衰量  $\Gamma$  の 0.1% 値は  $S=6$  km として約 19 dB となる。

\* 関数形  $y=y_0 x^{-P} e^{-r/x}$ ,  $y_0$  は  $\int y dx=1$  となる定数,  $p, r$  はパラメータ。

## (6) フェージング対策

フェージングや雨による減衰は熱雑音の増加や回線の瞬断の原因となり、また干渉雑音やひずみの増加を来すので、中継所の置局選定に最も意の用いられる所であるが、経路の選定にも需要面・経済面からの限界があり、最近特に諸種のフェージング対策が出現している。これらの中には FM 方式の一つの欠点としてスレシホールドレベルが存在し、一定値以下の弱電界では SN 比が急激に劣化することを救済する FM 負帰還位相検波方式、いわゆる高感度受信方式<sup>(19)</sup>や、山岳で見通しをさえぎられた伝ぱん路に人工回折網を設けて、伝ぱん損失を軽減しようとする方式などの積極策もある。高感度方式は多重度を増す困難性が増加し、また人工回折網は 10,000 Mc 以上では比較的簡単であるが、周波数の低下とともに施設が大きくなる欠点がある。しかし以下述べる諸方式とともに将来性のある対策といえよう。

### (a) 反射波防止空中線方式<sup>(20)</sup>

さきにも述べたように、海上伝ぱん路などで大きな反射波がある場合は、直接波と干渉して深いフェージングを起こす。ところが直接波と反射波とは到来角が異なり、反射波の方向の感度が極めて低い空中線が形成できれば、フェージングを救済することができる。いま図 19 のように間隔が  $S$  だけ離れた 2 つの空中線があって同じ形の指向性  $F_0(\varphi)$  をもつとし、両者を同じ振幅・位相で励振すると  $\varphi$  方向の総合指向性  $F_s(\varphi)$  はつぎのように表わせる。

$$F_s(\varphi) = \cos\left\{\left(\pi S/\lambda\right)\sin\varphi\right\} \times F_0(\varphi) \quad (15)$$

ここで、 $\lambda$  は波長、 $\varphi$  は空中線の中心軸からの角度とする。この指向性は  $(\pi S/\lambda)\sin\varphi = 2n + 1/2$  ( $n$  は整数) 方向で放射はないから、反射波の方向に対してこれが成立するように  $S$  を選べば、反射波を受けない(または反射波の方向に

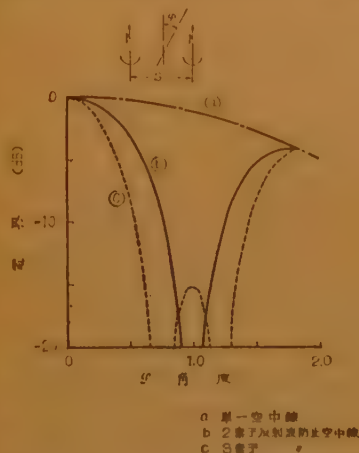


図 19 反射波防止空中線の指向性

電波を出さない) 空中線として充分役立つ。しかし反射波の到来方向は気象条件によって変わり、また広帯域に使用しようとする周波数によって零放射の角度が変わるので、さらに空中線素子を増加する必要がある。図 19 は単一空中線、2 素子および 3 素子の反射波防止空中線の指向性であるが、実用上 3 素子程度のものでよい。

### (b) ダイバーシチ方式<sup>(21)</sup>

ダイバーシチ方式には周波数ダイバーシチ方式とスペースダイバーシチ方式とがある。周波数ダイバーシチ方式は図 13 から判るように、反射波がある場合には比較的小さい周波数差で相関係数が減少するのでこの効果を利用するものである。マイクロ波回線は普通、数無線チャネルの現用に対して、予備の無線チャネルを設けて現用回線の障害に備えてルート予備方式による回線の自動切替を行なっている。したがってフェージング障害に対しても現用と予備との周波数相関が充分小さければ救済できるわけである。スペースダイバーシチ方式は伝ぱんの項で述べたように、深いフェージングの際の受信電力に空間特性があることを利用するものである。図 15 によれば 4,000 Mc の場合、 $d=50\sim60$  km で 2 個の空中線の垂直間隔が 15 m (200  $\lambda$ ) 程度離れると両者の受信電力の相関係数は平均 0.6 程度になり、ダイバーシチを行なえばフェージングは充分改善される。したがって無線チャネル間の相関係数が小さい回線でスペースダイバーシチの方が有望である。ダイバーシチ方式には切替方式と合成方式とがあり、前者は瞬断を伴うが後者はこの欠点がない。合成方式の方が品質は優れているが一般には高価である。またこの切替や合成を行なう周波数帯もマイクロ波帯・中間周波帯・ビデオ周波数帯と種々考えられている。一般的には現用予備  $n$  対 1 の周波数ダイバーシチではビデオでの雑音検出による切替方式<sup>(22)</sup>が、またスペースダイバーシチで無線チャネルをマイクロ波帯で共通に行なう合成方式が用いられているが、伝ぱん路の特性、無線チャネル数、所要回線品質、経済性などを総合的に考慮して方式を決定する必要がある。

## (7) 総合設計と保守

マイクロ波中継方式を設計するにあたっては、同軸方式など同等の適用領域をもつ他の方式と比較して充分その特徴を生かして行なう必要があることはもちろんである<sup>(23)</sup>が、その他総合設計上のおもなる問題点を



つぎに挙げる。

### (a) 変調方式とベースバンド周波数配置

序言でも述べたように、所要帯域幅・レベル安定度・多重度などの点からケーブル搬送と同じく単側波帯周波数分割多重電話信号で無線搬送波を周波数変調する方式が用いられている。またテレビジョン伝送では直接周波数変調を行なうほか、電話との同時伝送も考慮されている。

### (b) 無線周波数配置

限られた周波数帯でできるだけ多くの情報量を伝送するという周波数経済<sup>(24)</sup>と、簡易化・共用化などによる中継装置はじめ諸施設の経済化との両面から最もよい無線周波数配置を見つける必要がある。周波数配置の技術的考え方は回線雑音の項で述べたが、経済性より考えると初期および終局の所要回線数と中間期の増加率とから空中線の共用なども考えて、経済的な全無線周波数帯域幅、1無線チャンネルの多重度、または無線チャンネル数が決定される。1例として 6,000 Mc 帯 1800 通話路方式として C.C.I.R. が勧告<sup>(7)</sup>したものを図 20 に示しておく。

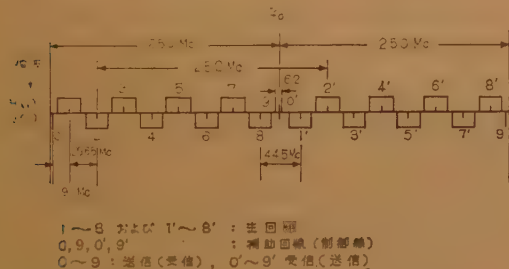


図 20 C.C.I.R. 勧告の 6,000 Mc 帯 1800 通話路方式の無線周波数配置

### (c) 中継方式

マイクロ波中継方式には検波中継・ヘテロダイン中継および直接中継など各種方式がある。検波中継は中継ごとに変復調を繰返し、ビデオ周波数におとす方式で変復調による特性の劣化、経費の増加の傾向はあるが短距離中継方式のように規格が低く、中継数が少ない一方、電話通話路の挿入分岐をしばしば行なう場合に採用される。各国とも現用施設の大部分はそのつぎのヘテロダイン方式であって、受信周波数を共通の中間周波数 (たとえば 70 Mc) に変換し、増幅後再びマイクロ波に変換・増幅して送出するもので、テレビジョンや電話通話路の一部を分岐する場合、いわゆる F. M. Leaking 方式により中間周波で分岐・復調できる利点がある。中間周波数の選定には雑音指数・比帯域

・利得などのほか、スプリアス放射・スプリアス感度などを考慮して映像周波数・局発周波数が並列無線チャンネルの中間におちるように選ぶと合理的である (たとえば図 20 のものでは 74.13 Mc)。直接中継方式は受信周波数をそのまま増幅後送信周波数に推移変換・増幅して送出するもので、長距離大束回線に適している。

### (d) 電話回線の雑音配分の総合等化

回線の伝送基準から熱雑音・干渉雑音および準漏話雑音に対する雑音配分 (普通長距離回線では 3 等分) が決まり、1中継の平均区間距離や伝はん特性を考慮して諸装置の諸元・規格が決まると回線設計が完了するが、CCI 回線では周波数偏移やエンファシスなど国際規格のあるものはこれに準拠して行なうことが望ましい。1中継の平均区間距離はフェージングや伝はんひずみ・干渉などの点から経済的な値が決まり、一般的に 50 km スパンが採用されているが、規格が低い場合はこれよりも長く、また 10,000 Mc 以上では雨による減衰の点から 30 km 以下に選ばれる。また特殊な伝はん路では伝はん試験を行なった上で置局を選定し、フェージング救済のための対策なども考慮する。

一般に多重度の増加とともに周波数を有効に使用する高度の設計が必要となり、中継装置単位のひずみ補償のほかに回線の切替区間、変復調区間単位での総合等化 (ひずみやビデオの周波数特性・レベル調整) が必要となる。また表 3 から判るように超多重電話の雑

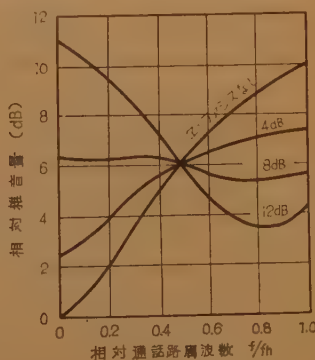


図 21 エンファシスによる各通話路雑音の変化

音は高い通話路周波数程増加する傾向をもつので、テレビジョン伝送の場合と同様、変復調器の前後にプリエンファシス・デエンファシスを挿入して、各通話路周波数における雑音量を図 21 に示すように等化改善することができる<sup>(4)</sup>。

### (e) 回線制御と保守

回線の規格を維持し、通信の杜絶を防ぐためには安定な伝はん路を設定し、各機器の信頼度を向上させるとともに予備機を置き、現用機の障害時にこれに切替

えて、サービスを保つ必要がある。

機器の安定度を向上させるには温湿度の変化に対する対策、使用真空管数の減少などが必要であり、全進行波管方式やトランジスタ化はこれにこたえるものであるが、一方電源の障害は中継局の全機能の停止を来す点において極めて重大である。したがって、たとえ常時に商用電源を使用する場合でも一般には停電時に備え予備電源を持つ必要がある。これには蓄電池と予備発電機とを持つ直流方式や、3エンジン方式などがあるが、中継局が山上僻地におかれる上からも装置消費電力の通減と燃料電池・太陽電池などで保守の簡易な電源方式の出現とが望まれる。

無線機の予備方式にはセット予備とルート予備とがあり、後者の方は予備無線チャンネルを占有する欠点はあるが、切替機構が簡単で、前述の周波数ダイバシティ効果もあり、並列回線の多い場合には専ら用いられる。電源や回線の障害にあたってのこれら予備への切替は短時間に確実な操作を行なうために自動切替を採用し、切替区間内の中継所は無入化して遠方監視制御を行なう方が有利である。自動切替の監視には雑音切替（雑音監視通路を設け、この通路の雑音が限界値を越えると予備へ切替える方式）とパイロット切替（送り側のパイロット通路にパイロット周波数を入れて、受け側でパイロットが切れた場合に予備へ切替える方式）とがあるがフェージング対策としては前者が適している。

これらの制御局と切替局とは普通一致して置かれ、駐在局の管理を行なう<sup>(22)</sup>。この管理としては無駐在局を定期巡回し、定期試験・定期点検によって予防保守を行なうとともに、障害発生に伴う修復および試験には不定期巡回出勤によって保守を行なう。また回線や施設の標準状態維持のための定期試験も行なう必要がある。しかしこれら定期試験を行なうには予備回線に切替えるための瞬断を伴い、電話のほかにはファクシミリやテレビジョン等の伝送量の増加につれて閑散時が減少し、一方品質に対する要求度の増加する傾向にあり、これら相反する保守上の問題点を解決する手段の1つに回線運用中の品質監視、さらには自動等化といった方法が考えられている。

CCIRでも運用回線の保守測定について勧告<sup>(7)</sup>を行っているが、自動等化まで行けば電ばんひずみの救済も可能となろう。

熱雑音については前述の雑音切替方式で救済できるが電話回線の非直線ひずみ・直線ひずみの救済法の1

つとしてセンシング法がある。たとえば遅延等化器の遅延特性を正の傾斜から負の傾斜まで50 c/sでセンシングし、これによって受ける雑音チャンネルの雑音包絡線を検出し、この50 c/s電圧で駆動される2相モータで雑音最小の所に遅延等化器をもって行く方法<sup>(23)</sup>である。このほか送り側で信号波をFMセンシングし、パイロットの高調波のうち非直線ひずみで生じるものと直線ひずみで生じるものとが直角関係にあることを利用して、両者を別々に監視制御する試みも行なわれている。

またテレビジョン回線ではテレビ信号の垂直帰線期間に各種の試験信号を挿入して特性を監視する方法がある。この試験信号としては、i) 映像周波数特性の測定のためのマルチバースト、ii) 直線性の測定のための階段波、iii) 微分利得・微分位相測定のための階段波+3.6 Mc、iv) パルス特性測定のためのウインドー信号などが使用され、これらの信号はピーク・ホワイトレベルを持っているのでレベルセットの規準にも用いられる。

#### (f) 制 御 線

自動切替や遠方監視制御の情報を伝送する制御としては有線や超短波、あるいはマイクロ波周波数配置の中に専用の制御線をもつ場合と、検波中継方式の回線などで自己回線の電話通路の1部を当てる場合とがある。信頼度の点からは別系統の専用線をもつ方が有利であるが、並列回線がある場合は自己回線を用いても比較的高い信頼度が得られるので経済的である。

### (8) 結 言

マイクロ波中継方式の現状と将来への動向について考えて見ると、大都市間の長距離回線としてはベル電話研究所で行なっているTH方式の実用化(6,000 Mc帯 1800 通路路方式)に見るごとく、ますます多重度の増加によって通路路当りの経済化が進められ、また同一中継路に4,000 Mc帯、6,000 Mc帯あるいは11,000 Mc帯の各方式が併設される場合にはこれら各周波数帯を共用する空中線系などの研究も進んで行くであろう。一方マイクロ波パラメトリック増幅器による低雑音化、トランジスタやトンネルダイオードの高周波化による消費電力の通減、装置の小形経済化も急激に進歩を遂げることと思われる。さらに伝送信号も高速度電信、工業用テレビジョン、テレビジョン電話など多岐にわたり、これらの伝送路としてマイクロ波中継方式は今後ますます発展することが期待される。

## 文 献

- (1) M.B. McDavitt; Comm. & Electronics **34**, p. 715 (Jan. 1958).
- (2) 広帯域伝送方式特集, 信学誌, **40** (1957-04).
- (3) 米沢, 林: “マイクロウェーブ通信方式”, コロナ社 (昭 32).
- (4) 菅原編: “FM 無線工学”, 日刊工業新聞社 (昭34).
- (5) 加藤: 施設, **12** (1960-09).
- (6) S.D. Hathaway, Bell Lab. Rec. **37** (April 1959).
- (7) C.C.I.R. Documents of the IXth Plenary Assembly Los Angeles, (1959), 1. Recom.
- (8) 新保: 通信方式研究専委資 (昭 35-7.12).
- (9) 青井, 大和久, 新保: マイクロ波伝研委資 (昭35-03).
- (10) 増田: 通信方式研専委資 (昭 35-12.13).
- (11) 染谷: テレビジョン, **13** (1959-08).
- (12) 野村: 信学誌, **40**, p.515 (1957-05).
- (13) H.E. Curtis, Comm. & Electronics, **38**, p.185, (May 1958).
- (14) 森田: 信学誌, **42**, p.923 (1959-010).
- (15) 榎本: 信学誌, **41**, p.42 (1958-01).
- (16) 榎本: 信学誌, **39**, p.100 (1956-02).

- (17) 鶴岡: 電子工学, **7** (1958-12).
- (18) D.E. Kerr, M.I.T. Rad. Lab. Ser. 13 McGraw-Hill (1951).
- (19) 森田, 伊藤: 信学誌, **42**, p.737 (1959-08).
- (20) 河津, 加藤, 森田: 通研実報, **8** (1959-05).
- (21) 深海, 森田: 昭 35 信学全大予稿, p.563.
- (22) 小西, 谷池: 施設, **11** (1959-10).
- (23) J. Tolman, Electronic Engng. **31**, p. 382, (Dec. 1959).
- (24) H.E. Curtis, B.S.T.J. **39**, 6, (Nov. 1960). **39**, 2, (March. 1959).
- (25) L.G. Abraham, Bell Lab. Rec. **38**, (Feb. 1960).
- (26) S.D. Hathaway, B.S.T.J. **38**, 1, (Jan. 1959).
- (27) 森田, 柿田: 通研実報, **7** (1958-09).
- (28) 佐藤: 数理統計学, 培風館 (昭 18).
- (29) NTSC Signal Specifications, “Transmission of color over inter-city television networks”, “A. versatile approach to the measurements of amplitude distortion in color television”, I.R.E. **42**, (Jan. 1954).

UDC 621.396.41.029.631.64  
621.396.6

## 3.4 マイクロ波中継用機器\*

## A. 機 器

正 員 川 橋 猛

(日本電気株式会社)

## (1) は し が き

第二次世界大戦後新しい伝送技術として登場したマイクロ波通信装置は, 各方面の関係者の組織的な努力の結果短期間の間にわが国の長距離通信の主幹を占めるに至ったばかりでなく, 技術水準においても施設面においても世界各国に比較し劣らない地位を占めている。

技術水準を示す一例として超多重電話中継装置の収容通話路数で比較すると図 1 のごとくで, 最大のものとして米国で目下実用化試験中の TH 方式の 6,000 Mc 帯 1800 通話路機器があるが, 日本は 6,000 Mc 帯 1200 通話路機器を完成し, 欧州諸国の 4,000 Mc 帯 960 通話路機器をしのぎ第 2 位の地位を占めている。

つぎに施設面においては南は九州より北は北海道に至るまで電々公社, 国鉄を始め各種の回線がはりめぐ

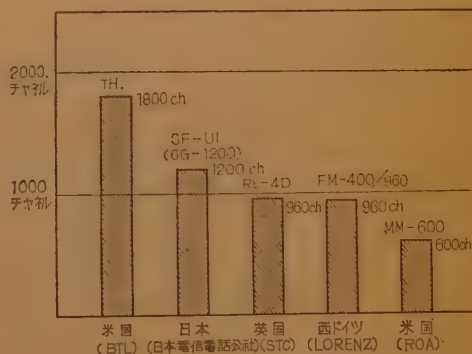


図 1 各種大容量マイクロ波装置通話路容量比較図

らされ, これを数値で表わすと表 1 のように絶対数では米国の方がはるかに大きい, 単位面積当りの密度では日本の方が周密であると思われる。

第 3 に, 日本においては 2,000 Mc 帯より, 13,000 Mc 帯まで, すでに実用化されているが, 米国以外の国ではまだ 10,000 Mc 帯以下しか用いられていないようである。

\* Equipments of Microwave Relay System. (A)-Equipments. By TAKESHI KAWAHASHI, Member (Nippon Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 5101]



表 1 マイクロ回線の施設

	電話 (ch-km)	TV (km)
日 本	2,380,000	21,461
米国 (TD-2 回線)	32,000,000	107,000
TD-2 回線/日本	14.5 倍	5 倍

(ただし TD-2 回線は 1958 年の値)

以上のごとく、わが国のマイクロ波通信装置は日本国内のみならず世界においても確固たる地位を占めているが、この内の広帯域伝送用の見通内 FM 通信機器について簡単に述べて見る。すなわち最近急速に進展している見通外 (いわゆる O/H) 通信装置および小容量のトランジスタ化簡易通信装置並びにマイクロ波発展の初期に主として用いられた時分割通信装置は割愛する。

## (2) 機器の分類

広帯域伝送用マイクロ波通信機器は目的、用途、通信容量、中継方式等により種々に分類できるが、用途により大別して見ると電々公社で施設している公衆通信用中継機器と、国鉄、警察庁、各電力会社等で施設している専用回線用多重電話中継機器と、TV放送のために施設している短区間TV中継機器とになる。

公衆通信用機器はさらに 2,500 km 中継回線に与えられた国際標準 CCIR 勧告に適合した長距離中継用のものと、100~200 km 程度の近郊回線用のものに分けられるが、ほとんど 600~1200 通話路またはカラーTVの伝送が可能な大容量機器である。

専用回線用機器は回線長が 1,000~2,000 km の長距離用、数百 km の中距離用並びに数十 km の近距離用があり、通信容量は 300~数十通話路まで種々のものがある。

短区間TV用機器は電々公社の長距離回線から放送所への分岐や、放送所とスタジオ間の中継いわゆる STL 装置のごとき固定設備のものと、移動中継 (リモートピックアップ装置) とに分けられる。

一方現在実用化されているマイクロ波機器を実用的な観点から分類して見ると、公衆通信に用いられている大容量中継機器と、主として専用回線に用いられている中容量中継機器 (電話 300~60 通話路) と、短区間TV用機器とに分けられる。つぎに電話 60 通話路以下のマイクロ機器は、装置の経済化に主眼をおいた簡易通信機器と、最近急速に発達している見通外通信 (O/H 通信) または反射板の高度の利用による見通内通信機器のごとき長区間用中継機器に分類できる。

表 2

	種 類	おもな用途
1	大容量中継機器 (600~1,200 ch)	公衆通信用
2	中容量中継機器 (60~300 ch)	専用回線用
3	短区間 TV 中継機器 (テレビジョン)	専用回線用 並びに公衆通信用
4	簡易通信機器 (60 ch 以下)	専用回線用
5	長区間中継機器 (60 ch 以下)	専用回線用 並びに公衆通信用

これらを整理すると表 2 のごとくである。

上記の内、簡易通信機器と長区間中継機器は本特集の範囲外であるから、前述のごとく簡単にふれる程度で割愛する。

## (3) 中継方式

マイクロ波中継方式は、つぎの 3 種類に大別できる。

- (1) 直接中継方式
- (2) ヘテロダイン中継方式
- (3) 検波中継方式

### 3.1 直接中継方式 (全進行波管方式)

これは一般にマイクロ波のまま増幅して中継する方式であるが、送受信空中線の結合による発振または干渉をさけるため、送受信周波数は一定周波数だけ偏移して使用する。

この方式はマイクロ波帯だけで増幅を行なっているので高性能が期待できるが、まだ広く実用化される段階に至っていない。しかしイギリスではマルコニ社<sup>(1)</sup>製の 2,000 Mc 600 通話路容量のものが GPO の回線に用いられていて、引続き 4,000 Mc 960 通話路容量のものが開発されている。

わが国においても本方式の研究はかなり古くから進められていて、マイクロ波管の数の減少を計るため進行波管の広帯域性を利用して二周波増幅を行なうレフレックス方式<sup>(2)</sup>や、増幅器として用いた場合と利得に差がなく、かつ又鉱石周波数変換器を用いなくてもよい高性能の進行波管周波数変換器<sup>(3)</sup>等が考案されている。

### 3.2 ヘテロダイン中継方式

これは受信したマイクロ波を 70 Mc 程度の中間周波に変換し増幅した後、再びマイクロ波に変換して増幅する方式である。

この方式は直接中継方式と同様検波中継方式に比し中継の際変復調を行なわないので、非直線ひずみが相

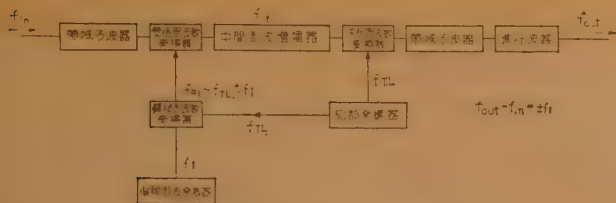


図2 ヘテロダイン中継機

加されないことと、レベル変動が生じないことのため、長距離大容量の中継回線には現在世界中ほとんどこれが用いられている。

図2はヘテロダイン中継方式の原理図である。

受信周波数  $f_{in}$  と送信周波数  $f_{out}$  の間にはつぎの関係が成立つ。

$$f_{out} - f_{in} = f_{T.L} - f_{R.L} = \pm f_i$$

すなわち発振器  $f_i$  の周波数安定度が良好であれば、マイクロ波の発振器  $f_{T.L}$  の周波数安定度とは無関係に送受信周波数差は一定である。普通  $f_i$  は 40 Mc より 500 Mc 程度でマイクロ波に比し 1/20~1/100 前後であるから、簡単な水晶発振器を用いることにより可能となる。したがって、ヘテロダイン中継方式を用いると、端局送信機の送信周波数が正確であれば、途中の中継機のマイクロ波局発の周波数が多少変動し

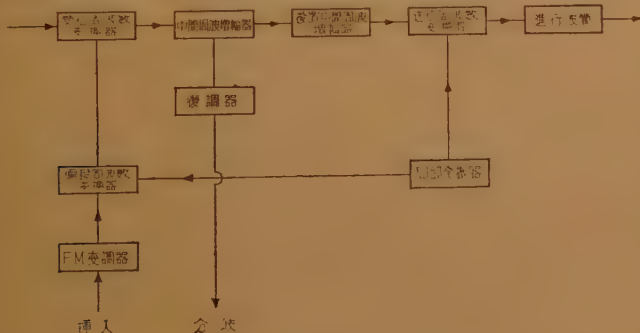


図3 分岐挿入方式(その1)

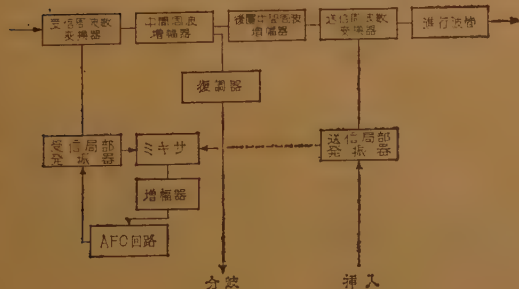


図4 分岐挿入方式(その2)

ても空間に放射されるマイクロ波の周波数には影響しない。すなわち中継機の局発の周波数変動は中間周波数の変動になり、その中継機での遅延はずみ等の影響を受けるが、干渉や端局の受信周波数等への影響は生じない。

(a) 分岐挿入方式 ヘテロダイン中継機を用いて分岐挿入を行なう場合、分岐は主中間周波増幅器の出力の一部を復調すれば容易に実施できるが、挿入のためには現在つぎの2種類の方法が用いられている。

図3は偏移周波数発振器をリアクタンス管変調器にし受信局発をFMして挿入する方法であり、図4は送受信局発を別々に設けクライストロンを用いた送信局発を直接FMする方式である。両者の利害得失を比較するとまず所要マイクロ波管の数では後者は少なくとも受信局発のため一本余分に必要となり前者に比し装置費、保守費とも不経済である。第二にヘテロダイン中継方式の利点である送受信周波数差を一定に保つために前者においてはリアクタンス管発振器に AFC を、後者においては送受信局発差を一定に保つ AFC を必要とするが、周波数の低いリアクタンス管発振器の方が周波数安定度が良好であるのは明らかであろう。第三には挿入する多重信号は分岐する多重信号と群別されているので、いずれの方式でも問題はないが、打合電話を挿入する場合は前者では自局の話が自局に戻りシンギングを起こす危険があるため、この打消または上り、下り方向の区別をする必要があるが、後者ではこの必要がない。

(b) 発振増幅方式 ヘテロダイン中継方式では受信局発、送信局発、および送信信号の増幅器の三者のためマイクロ波管を3本ないし2本用いる必要があったが、保守費、装置費の軽減のためマイクロ波管を一本しか用いない発振増幅方式<sup>(4)</sup>が考案され、現在広く用いられている。

上記三者のうち受信局発は受信周波数変換器の所要電力が 1 mW 程度であるため結合損失のない T 形回路、L 形分岐回路<sup>(5)</sup>等を用いれば図5の系統図のごとくマイクロ波管を別に設ける必要はないが、少なくとも送信局発および送信増幅器が必要である。発振増幅方式は進行波管の広帯域性を有効に利用し、図5のごとく同一進行波管をマイクロ信号の増幅器と送信局発器とに兼用した方式である。

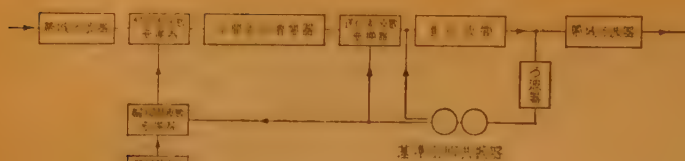


図5 発振増幅方式

送信信号出力と局発出力との間に大きなレベル差のない場合たとえば 3 W と 500 mW 程度の場合には何らかの原因による信号出力の増(減)は局発出力の減(増)を生じ、これが送信周波数変換器の出力の減(増)となり、したがって信号出力の減(増)を招き、いわゆる AGC 作用を有するため動作が安定である利点を有しているが、一面進行波管内では二周波の同時増幅を行なっているため、一周波増幅の場合に比し多少出力が低下する。進行波管の利得および出力が大で、局発出力が信号出力に比し格段に少ない場合、たとえば 6 W と 200 mW 程度の場合には上述のごとく二周波増幅による出力低下はほとんど生じないが、信号増幅器の動作状態の変化により発振出力の大幅な変動、極端には発振停止の生じる恐れがあるので帰還回路に非直線回路<sup>(4)</sup>を入れ安定化を計る必要がある。

この発振増幅方式は進行波管の広帯域性を巧に利用し、かつまた局発は元々無変調周波数であるので、FM 多重通信のひずみとならないため、高価なマイクロ波管一本のみで高性能ヘテロダイン中継機を実現させたことは、周期性磁界を用いたパッケージ形進行波管増幅器<sup>(7)</sup>の開発とともにマイクロ波通信技術の発展に大いに寄与したものとえよう。

### 3.3 検波中継方式

これは受信したマイクロ波を必ず低周波帯まで復調し、再びマイクロ波を変調して送信する方式である。

この方式は装置が比較的簡単で経済的であることと、各局での分岐挿入が非常に容易であるため近距離中継回線用として広く用いられている。検波中継方式の代表的な系統図は図6のごとく受信局発と送信管に各々独立にクライストロン発振器を用い、送信クライストロンを直接 FM 変調する方式である。マイクロ波通信の初期の頃は、発振器を直接給電線につなぐとき生じるいわゆるロングライン効果による変調特性の劣化のため SS-FM 方式より時分割通信方式が専ら用いられていたが、優秀な単行管<sup>(8)</sup>の開発と高性能クライストロン<sup>(9)</sup>の出現により SS-FM 方式による 240 通話路の機器が実用化さ

れ、検波中継方式の主流として活躍するに至った。

ただし最近主として見通外通信に用いられている高感度受信方式<sup>(10)</sup>と高出力かつ良好な周波数安定度を有する進行波管発振増幅方式とを組合せた 60 通話路の長区間用検波

中継装置が開発され、各方面で使用されるようになった。

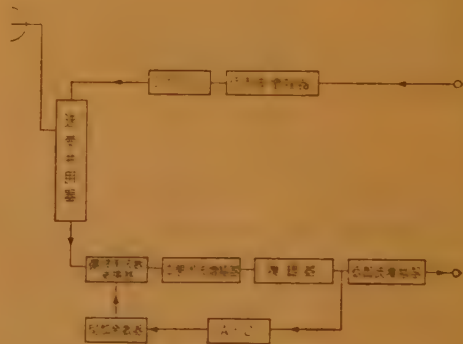


図6 検波中継方式

(a) 簡易通信方式 検波中継方式は上述のごとく2本のクライストロンを用いたものが多いが、経済化を計るため図7のごとく送信クライストロンの出力の一部を受信局発に利用し、送受信の低周波信号は搬送端局で群別するいわゆる簡易通信方式がある。この方式では、受信機には送受信の低周波信号が重ね合わさって加わるため2倍の容量が必要であり、言い換えれば通常の方式に比し 1/2 の容量になるため経済性に主眼をおいた小容量通信機、特に最近実用化されたトランジスタ化<sup>(11)</sup>増幅器と組合わせて用いられている。

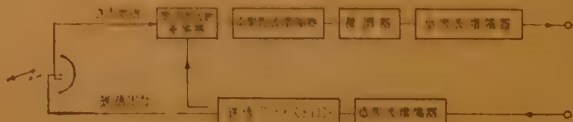


図7 簡易通信方式

### (4) ヘテロダイン中継用機器

ヘテロダイン中継方式を用いた場合の所要機器は送受信装置、変復調装置、回線切替装置の三者に大別できる。

#### 4.1 送受信装置

ヘテロダイン送受信装置の原理的な構成は3.2で述



べた通りであるが、現在実用化されている装置はその送信用局発振器の構成につきの種類がある。

- (1) 水晶発振器よりの通倍
- (2) AFC 付または恒温槽付クライストロン発振器
- (3) 進行波管発振器

水晶発振器より通倍する方法の代表例は米国の TH 方式(6,000 Mc 帯) およびドイツシーメン社の 4,000 Mc 装置である。TH 方式では、さらに徹底して 8 ルートの送受信機の局発をすべて同一の水晶発振器から通倍および混合して作っている。この方法は局発周波数が安定でかつ 8 ルート間の周波数差が正確に保たれるため干渉雑音の軽減に有効であるが、通倍のためマイクロ波管が数多く必要であることと、特に TH 方式では全ルートの施設をしない初期の段階でも、ぼう大な施設が必要である欠点がある。

つぎに AFC 付クライストロン発振器を用いる方法はわが国の東京一大阪間の旧形 4,000 Mc 装置、イギリス STC 社の旧形 4,000 Mc 装置等のごとく初期の時代に広く用いられた。最近装置の簡素化のため元々周波数安定度が良好でリペラ電圧に対する変調感度の低い Coaxial Line 管を恒温槽に入れ AFC 回路を廃止した方法をイギリス STC 社が、またはほぼ同様な方法をドイツローレンツ社が 4,000 Mc 装置に使用している。この方法は正常運転時には動作が満足できても、現在のマイクロ回線の信頼度並びに安定度を大きく支配している交流電源設備の事故の際の周波数漂動や保守者の周波数初期調整への依存度等を考えると、他の二者に比し安定度において劣ると考えられる。

進行波管発振器では進行波管自身が広帯域性を有するため、発振周波数を決定するものは外部の帰還回路に挿入された高 Q 基準空洞共振器である。したがって、この共振器さえ安定であれば発振周波数は真空管の熱的影響を受けず、また等価的 Q を非常に高く取れるので電源電圧変動に対する周波数変化が小さくできるため、周波数漂動、安定度共非常に良好である。すなわちインバー製の共振器では約  $3 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  の安定度が、熔融水晶に銀をスパターした共振器<sup>(12)</sup>では  $5 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$  程度の安定度が得られている。また電圧印加後の周波数漂動は僅か 20 kc 以下である。このように安定度が良好であることと AFC 回路が不要であることのため、発振増幅方式と共にわが国のヘテロダイン中継送受信機に広く用いられている。

最近のヘテロダイン送受信装置は単行管(アイソレ

表 3 主要マママイクログロ機器概観表

会社名称	大 容 量 マ イ ク ロ			中 容 量 マ イ ク ロ			T V 中 継 用 マ イ ク ロ			長 区 間 用 マ イ ク ロ			電 波 帯 域
	SF-B3	SF-B4	SF-U1	SF-T1	UF-B1	7G-240	8G-240	7GD-240	TV-7G	TV-11G	TV-13G	ST-11G	
通 話 路 数	600 ch	960 ch	1,200 ch	960 ch	240 ch	240 ch	240 ch	240 ch	映像音声	映像音声	映像音声	映像音声	13G-60 Tr
周 波 数 帯 域	3,600~4,200 Mc	3,600~4,200 Mc	5,920~6,425 Mc	10,700~11,700 Mc	2,300~2,300 Mc	6,675~7,700 Mc	6,675~7,700 Mc	6,675~7,700 Mc	6,675~7,125 Mc	10,500~12,700 Mc	10,500~12,700 Mc	10,700~11,700 Mc	60 ch 6.575~12.400 Mc 6.875 14.500 Mc
中 継 方 式	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	ヘテロダイナミック中継	映像音声	映像音声	映像音声	映像音声	映像音声
出 力	3 W	5 W	5 W	1 W	3 W	3 W	4 W	0.9 W	1 W	0.1 W	0.1 W	0.1 W	0.1 W
増 幅 指 数	14 dB	12.5 dB	12.5 dB	15 dB	13 dB	12 dB	10.5 dB	12 dB	13 dB	14 dB	14 dB	14 dB	12 dB
マイクロ波管名	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	進行波管 LD-505	クライストロン	クライストロン	クライストロン	クライストロン	クライストロン
マイクロ波管使用	1	1	2	2	4	1	1	2	2	2	2	2	2
備 考	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	出力 7 W の電圧増幅器を付加できる。	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格	CCIR 規格



図8 4,000 Mc 送受信装置 (960 ch)



図9 6,000 Mc 送受信装置 (1,200 ch)

ータ)の発達により、マイクロ波入出力インピーダンスの安定化、無調整化が可能になり、また送受信周波数変換器の不要側帯波の悪影響<sup>(13)</sup>も容易に軽減できるため、広帯域中間周波数増幅管<sup>(14)</sup>や回路<sup>(15)</sup>の特性および安定度の向上、パッケージ形高出力進行波管<sup>(6)</sup>の開発とあいまって飛躍的に性能が向上した。すなわち 6RR 8, 6RP 10 シリーズ真空管を用いたものでは CCIR 勧告に合致した 600 通話路容量が、6BR 22, 6BP 16 シリーズ真空管では 1200 通話路容量のものが完成している。なおパッケージ形進行波管と送信周波数変換器用のゲルマニウム鉱石検波器の発展により近郊即時用の 11,000 Mc 帯のヘテロダイン中継装置も完成し実用化の段階に至っている。

表3は主要なヘテロダイン送受信機の性能であり、図8と図9にその外観を示す。

#### 4.2 変復調装置

変復調装置の内復調装置は現在のところ、すべて端

局受信機の中間周波出力を復調する方法が用いられているが、変調装置にはつぎの種類がある。

- (1) クライストロン変調器の出力をそのまま用いる方法
- (2) クライストロン変調器の出力を中間周波に変換して用いる方法
- (3) リアクタンス管変調器を用いる方法

クライストロン変調器の出力をそのまま用い進行波管で増幅して送信する方法は、進行波管がなければ普通の検波中継方式と同じで非常に簡単であるが、超々多重の長距離回線用としては周波数を正確に保つため AFC 回路が必要であり、この AFC のためクライストロンのリベラ電圧または共振器の同調を制御する際変調特性の劣化をまねき易く、また送信周波数が異っても良好な変調特性が必要である。したがって電話 300 通話路程度または白黒テレビ専用の場合にはイギリス STC 社のごとくこの方法も用いられていたが、CCIR 規格に合致した 600 通話路以上のものに対しては用いられていない。ただし高性能クライストロンが開発されれば再び使用されるようになるであろう。

第2の方法すなわち図10のように中間周波数(70 Mc)に変換する方法は、クライストロンの最も特性良好な周波数で常に動作させ得ること、AFC は局発用クライマトロンに加えればよいこと、並びに端局送信機の周波数いかににかかわらず同一の装置でよいこと、CCIR 規格に合致した回線用変調器としては現在世界各国ともほとんどこの方法を採用している<sup>(16)</sup>。ただし現在のクライストロンは普通外部に設けたいわゆる引張り回路により変調特性を調整して改善する必要があるが、最近の TH 方式では整合負荷に接続したままで引張り回路を設けなくとも、電話 1800 通話路に使用できる高性能クライストロンを開発し安定度を向上し、且つ調整を容易にしている。

第三のリアクタンス管変調器はマイクロ波管を用いないため最も簡単で経済的であるため、ヨーロッパでは可成り用いられていたが、通話路数の増加(600 ch 以上)にともない第2の方法すなわちクライストロン

変調器に変わりつつある。しかし、わが国でも最近リアクタンス管変調器の研究が進みその経済的な利点をいかし長距離中継用では国鉄マイクロ回線のように 300 通話路以下では充分満足できるものが実用化され、また超々多重の 960 通話路の場合でも近郊即時用マ

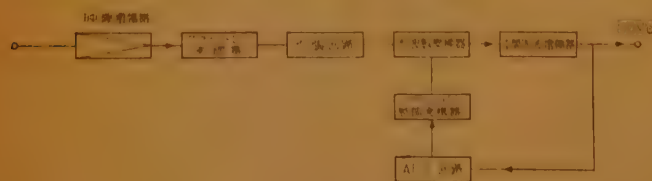


図10 変調装置



図 11 FM変調装置  
(1200 ch)



図 12 回線切替装置

マイクロ回線には使用可能になって来た<sup>(17)</sup>。今後の技術の進歩にともないリアクタンス管変調器は大いに活用されることとなる。

#### 4.3 回線切替装置

ヘテロダイン中継方式を用いた電々公社、国鉄のごとき長距離中継回線では一般にルート予備方式が採用されている。この場合予備ルートは周波数ダイバーシテ効果を有していて、電々公社回線のごとく現用 6 ルートを 1 ルートの余備回線に切替えるために、図 12、図 13 のような切替装置が用いられている。これは 70 Mc 帯で切替を行ない、切替器はリードリレー<sup>(18)</sup>

で構成されているため動作時間は約 2 m sec の高速度である。

この回線切替装置は現在わが国では回線パイロットの有無を識別して動作しているため、フェージングによるドロップアウトの場合でも装置故障による回線断の場合と同様上位局の予備ルートへの切替指令のため約 50 m sec 近い回線断が生じるので、この時間を短縮するため常に下位局で回線の S/N を検出し、ドロップアウトする前に予備ルートへ切替えを指令するイニシエータ（始動器）が開発され、フェージングによる回線断の時間を約 1 m sec 程度にすることが可能になった。この方法は近々の内に電々公社 6000 Mc 回線より実施されることになり、マイクロ回線の安定度、信頼度はさらに向上するものと期待される。

#### (5) 多重電話用検波中継機器

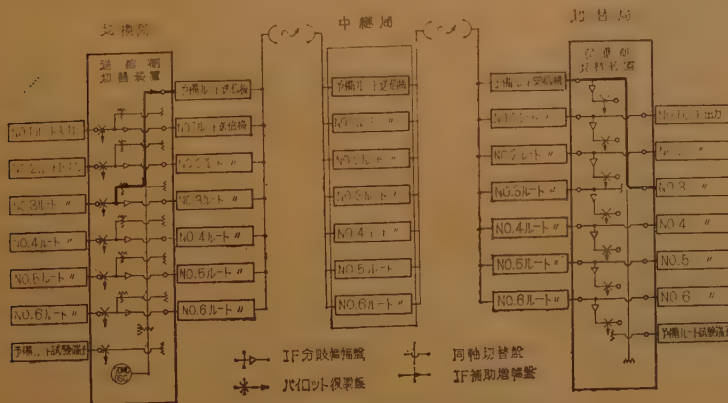
検波中継装置はヘテロダイン方式に比し各局での分岐挿入が容易なことと、経済的であることのため中距離マイクロ回線には広く用いられている。わが国ではマイクロ波周波数の狭帯化による周波数節約のため専用回線ではほとんどセット予備方式、すなわち事故の場合は同一周波数の予備送受信機に切替る方式を使用していて、中継所では上り下り両方に対し一台の共通の予備機いわゆる 50% 予備機を使用する場合が多い。

予備機との切替にはリレーによる低周波入出力の切替はもちろんであるが、導波管切替機によるマイクロ波入出力の切替を行なう必要があり、且つまた相手局送信機の障害か自局受信機の障害かを判別する必要があるため、切替時間はルート予備方式に比較し非常に長く数秒ないし数百ミリ秒を要するのが普通である。

しかし符号伝送の要求の増大と、フェライトを利用した高速導波管切替器<sup>(19)</sup>の出現により検波中継のセット予備方式は近々の内に面目を一新することとなる。

比較的容量の大きい（240 通話路）検波中継送受信機の代表的なものは図 14 のごとくで、マイクロ波管として出力約 1 W の外部ラジエータによる自然空冷形クライストロン 6V222 を使い、従来のごとく空冷用送風器の事故による回線障害を皆無

予備ルート中継機



(注 No. 3 ルートが予備ルートに切替った場合を示す)

図 13 回線切替系統図





図 14 7,000 Mc 検波中継装置

にし、また引張り回路を用い変調特性を改善しアイソレータの高性能化とあいまって、240 通話路の伝送が可能となった。またマイクロ波回線の需要の激増にともなう周波数安定度の厳格化の必要を予想し、送信管に AFC 回路を備えている。

主要な性能は表 3 のごとくである。

小容量すなわち 60 通話路以下の検波中継装置は割愛する。

## (8) TV 用短区間 中継機器

長距離用 TV 中継には 4. で述べたごとく CCIR 規格に合致した電々公社の 4,000 Mc, 6,000 Mc 中継装置が用いられているが、ここではこの長距離回線からの分岐または放送所とスタジオ間の中継、いわゆる STL 装置並びに移動中継装置の内最近新に用いられたものにつき述べる。

これらの TV 用短区間中継装置はカラー TV の伝送

図 15 11,000 Mc TV 用  
ヘテロダイン送信装置

が可能なよう微分利得 (DG) 微分位相 (DP) に十分な考慮が払われていてエンファシスを用いた検波中継方式が採用されているが、公社の長距離回線の無人局からの分岐のため図 15 のごとくヘテロダイン方式を用いた送信機<sup>(21)</sup>が使用されている。この装置は長距離回線から 70 Mc の中間周波信号を受取り、これを 11,000 Mc に変換して送信する進行波管を用いた発振増幅方式で、一架に現用機予備機を備えている。これは変復調を行なわないため DP, DG の劣化が少なくレベル変動が生ぜず且つまた変復調機が不要なため経済的な分岐回線が構成できる利点がある。

また最近 TV 放送局の増加にともない反射板を利用した長区間の放送所間中継のため<sup>(22)</sup>大出力 (約 7 W) の進行波管増幅器が使用されるようになり、一方移動中継用としては携帯に便利なトランジスタ化された装置<sup>(24)</sup>が開発されている。

## (7) 主要性能並びに構成回路

### 7.1 総合性能

各種のマイクロ波機器のうち、最も容量の大きい 6,000 Mc 1200 通話路装置の主要性能は図 16~22 の

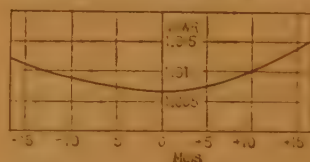


図 16 入出力インピーダンス

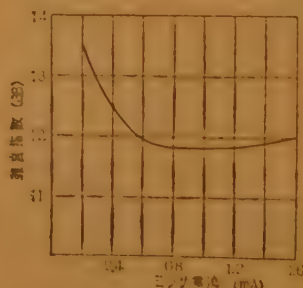


図 17 受信部雑音指数

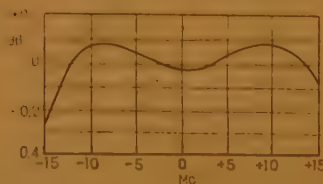


図 18 受信部周波数特性

通りである。すなわち送受信装置の入出力インピーダンスは  $\pm 10$  Mc で約 1.01、雑音指数は約 12 dB、周波数偏差は  $\pm 10$  Mc で約 0.15 dB、遅延ひずみは  $\pm 8$  Mc で約  $1 \text{ m}\mu\text{sec}$  であり、変復調装置の非直線ひずみ、遅延ひずみは通話路当りの S/N に換算して約 74 dB、ビデオ帯の周波数特性は 9 Mc 近くまで平坦で、カラー TV 信号に対する DG、

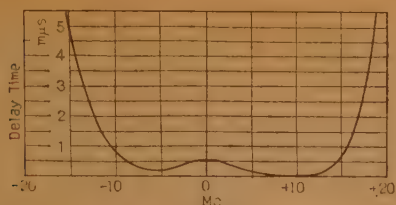


図 19 総合遅延ひずみ

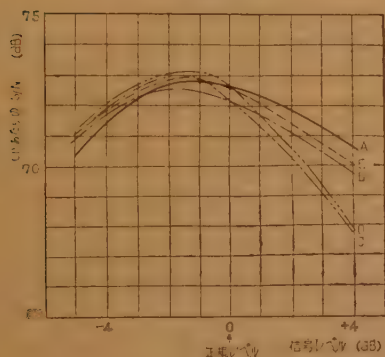


図 20 1,200 ch 雑音負荷試験

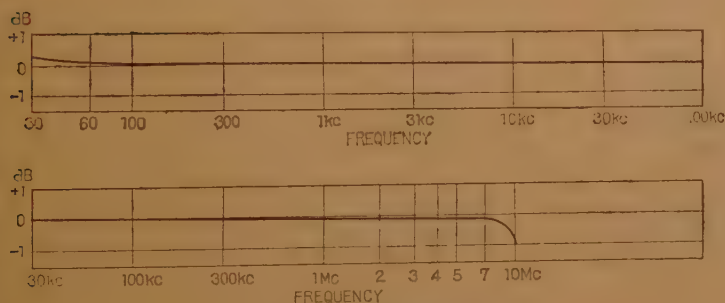
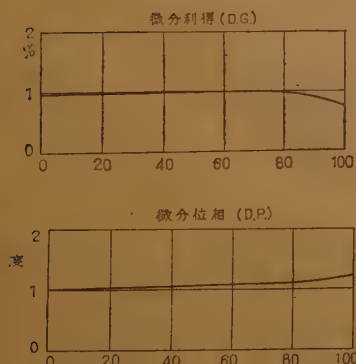


図 21 ビデオ帯総合周波数特性



注: 周波数偏移 8 Mc (pp) で 12 dB エンファシス

図 22 DG, DP 特性

DP はそれぞれ 0.2% 0.2° 位である。

## 7.2 主要構成回路

(a) 立体回路 最近数年間の単行管の発達是非常にめざましく最近のマイクロ波機器はほとんど単行管を使用している。前述のごとく装置の特性の改善に非常に寄与している。表 4 および図 23 は広く用いられている電界偏形単行管の特性の一例である<sup>(8)</sup>。

表 4 単行管特性表

名 称	中心周波数 ( $f_0$ )	帯域幅 ( $\Delta f$ )	正方向 損失*	逆方向 損失*
2,000 Mc 単 向 管	1.7~1.9 Gc	0.1 Gc	0.5 dB	30 dB
4,000 Mc "	4	0.4	約 0.7	約 25
6,000 Mc "	6.1	0.6	0.4	40
6,000 Mc 広帯域 "	6.2	0.8	1.0	20
7,000 Mc "	6.7	0.6	0.7	40
7,500 Mc "	7.54	0.3	0.5	28
11,000 Mc "	11.2	1.0	0.3	35

注 \* $f_0$  を中心とし、 $\Delta f$  の周波数範囲での特性を示す。

導波管ろ波器としては窓形空洞共振器の  $3/4\lambda$  結合のものが専ら用いられているが、図 24 のように棒形共振器を用いると  $1/4\lambda$  結合でも高次モードの発生が阻止されるため良好な特性が容易に得られ、且つまた  $3/4\lambda$  結合のものに比し長さが 60% になり小形化されるので 4,000 Mc 装置に使用されている<sup>(25)</sup>。なお普通のろ波器の通過損失および帯域内の偏差の増大を改善するため円形  $H_{111}$  形空洞を利用したのも試みられている<sup>(26)</sup>。

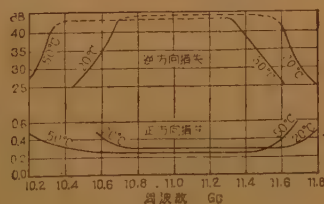
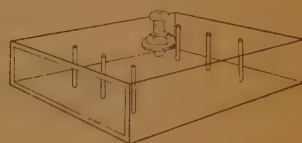


図 23 単 行 管



(a) 棒状ろ波器の構造

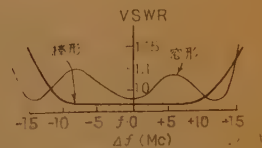
(b)  $1/4\lambda$  結合ろ波器特性

図 24 棒形ろ波器

進行波管発振器の基準空洞共振器として安定な高Q共振器が必要であるが、熔融水晶の筒に銀を蒸着させた図 25 のような共振器が実用化され<sup>(12)</sup>、電々公社の 6,000 Mc 装置に用いられている。この共振器の温度係数は約  $5 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$  で、シリカゲルにより温度の影響を除く構造にしてあるため、進行波管発振器の周波数安定度は格段に改善された。



図 25 熔融水晶共振器

導波管切換器には回転形、またはシャッタ形の機械的切換器が用いられているが、いずれも動作時間は1秒前後である。フェライト素子を利用すれば動作時間を数 msec にすることは容易であるが、減結合特性が 20 dB 程度しか取れないため従来は通信用に用いられていなかった。しかし、図 26(a) のごときフェライト素子とマジック T 回路を (b) 図のように組み合わせ、(c) 図のごとくフェライト素子の損失領域で大幅に位相量の変化することと、二つの素子の平衡特性とを利用することにより総合減衰量の大きい切換器が実用化されるようになった<sup>(17)</sup>。

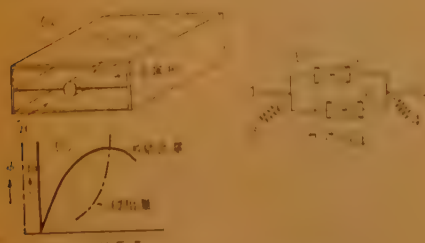


図 26 フェライト切換器

可変容量鉍石検波器を用いた低雑音指数のパラメトリック増幅器が非常に進歩し、図 27 のように雑音指数 2 dB 程度のものが 2,000 Mc 帯の見通外通信に実用化されている<sup>(20)</sup>。

(b) 中間周波回路 通話容量の増大にともない中間周波数増幅器に高  $q_m$  の広帯域管 6 BR 22 シリーズが使用されているが、この入力コンダクタンスが

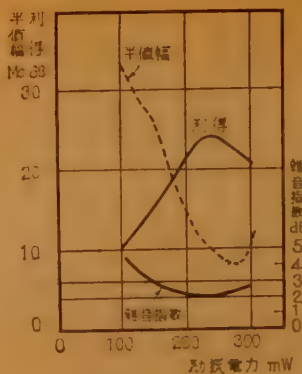


図 27 パラメトリック増幅器

広帯域周波数差別器としては2つの同調回路が用いられているが、この相互干渉を避けるため別個の増幅管を用いるのが普通であった。しかし  $q_m$  の変化等による直線性の劣化が大きく安定度が非常に悪かったが、回路の検討により共通増幅器でも充分良好な特性が得られ、また電源電圧、 $q_m$  等の変動による特性の変化がほとんど認められない安定なものが開発された<sup>(20)</sup>。

(c) リアクタンス管変調器 移相形リアクタンス管変調器の遅延回路として帯域ろ波器の中心周波数付近の位相特性の良好な部分を用い、変調入力電圧に比例する位相変化を与える PM 変調回路を用いたものが実用化された<sup>(17)</sup>。直線性は  $\pm 6$  Mc で約 1%, 変調

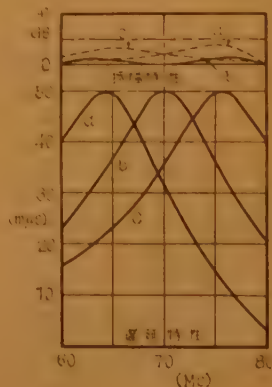


図 28 中間周波位相補償器

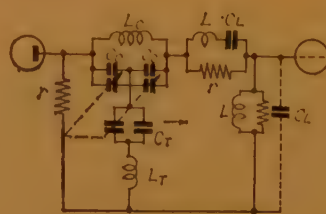
周波数並びに AGC 電圧により大幅に変動し振幅偏差、遅延ひずみ特性が劣化するが、真空管の入力回路を解析し、これらの悪影響を極小にする方法が明らかにされ、1200 通話路用中間周波増幅器が完成した<sup>(22)</sup>。

広帯域周波数差別器

移相形リアクタンス管変調器の遅延回路として帯域ろ波器の中心周波数付近の位相特性の良好な部分を用い、変調入力電圧に比例する位相変化を与える PM 変調回路を用いたものが実用化された<sup>(17)</sup>。直線性は  $\pm 6$  Mc で約 1%, 変調

感度は非常に高く 5 Mc/V で電話 960 通話路負荷のとき通話路 S/N に換算してひずみ雑音は約 68 dB の高性能のものである。

(d) 位相補償器 中継機の各回路は振幅特性を平坦にしているため本質的に遅延ひずみが生じるので、回線総合でこれを補償する必要がある。この補償回路に用いる橋絡 T 回路は回路素子を変化させると遅延特性のみならず





振幅特性も大幅に変動するので取扱いが不便で高度の熟練を必要とした。しかし図 28 のように特殊な三連バリコンを使用することにより振幅特性を劣化させることなく遅延特性を容易に調整できるようになった<sup>(31)</sup>。

(e) ビデオ増幅器 1200~1800 通話路の多重電話またはカラー TV を伝送するビデオ増幅器は変成器が使用できないため技術的に非常に困難であった。しかし平衡増幅器を用い図 29 のように出力段の 2 個の真空管を対称接続とし、陽極出力と反対側の陰極出力の一部を合成して  $75\Omega$  出力とすることにより、 $60\text{ c/s} \sim 12\text{ Mc}$  の偏差が約  $0.3\text{ dB}$ 、1800 通話路負荷で S/N に換算し、ひずみ雑音が約  $80\text{ dB}$  で、カラー TV に対する DG, DP がそれぞれ  $0.1\%$ 、 $0.1^\circ$  以下の高性能増幅器が得られるようになった<sup>(32)</sup>。

(f) 同軸切替器<sup>(18)</sup> ビデオ周波数帯はもちろん  $70\text{ Mc}$  帯でも使用可能なリードリレーを用いた図 30 のような同軸切替器が開発され、回線切替器として広く用いられている。

$70\text{ Mc}$  帯における VSWR は約 1.01、動作時間は約  $2\text{ m sec}$  以下、通過損失は約  $0.1\text{ dB}$ 、しゃ断量は約  $90\text{ dB}$  の高性能で、現在かかる  $70\text{ Mc}$  帯切替器が実用化されているのは米国、日本、ドイツであるが、最近ダイオードまたはトランジスタを用い  $10\mu\text{ sec}$  程度の超高速切替器が開発されている。

(g) トランジスタ回路 トランジスタの応用は非常にめざましく、通話容量の少ない装置ではマイクロ波管以外はすべてトランジスタ化されたものが実用化されている。図 31 はトランジスタ化中間周波数増幅器の大きさの一例であるが、詳細は紙数の関係で割愛する。

## (8) む す び

概括的に広帯域 FM マイクロ波中継用機器につき述べたが、伝送容量としてはカラー TV はもちろん、電話 1200 通話路の高性能機器が開発され、周波数帯としては  $13,000\text{ Mc}$  帯まで実用化されていて誠に百花燦爛の感がある。現在一部に実用化されている半導体化の推進により装置の小形化が一段と進み、さらにまた電源消費量の激減のため蓄電池のフローテングでま

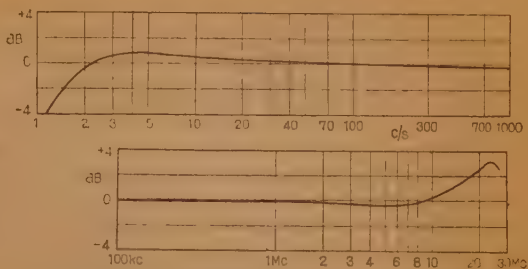
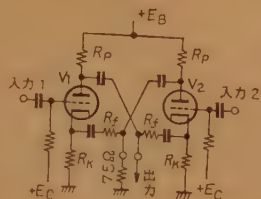
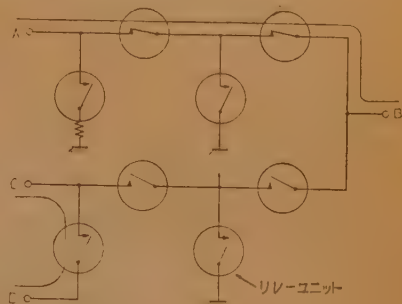


図 29 ビデオ増幅器



(a) 構成図 (正規の場合)

(b) 構成図 (正規の場合)



(b) リードリレーユニット

図 30 同軸切替器構成図



図 31 真空管およびトランジスタ IF 増幅器の比較

かなえるようになれば、電源設備が簡素化され、また電源関係の事故による回線障害がほとんど零に近くなるため、マイクロ回線の安定度信頼度が飛躍的に向上するであろう。

マイクロ機器の超々多重化、半導体化、新規周波数帯の開拓並びに見通外通信方式の開発により今後ともマイクロ波機器の発展、需要はめざましいものが期待される。

## 文 献

- (1) S. Fedida: "All travelling-wave tube systems", Electronic Eng. (May 1958).
- (2) 鈴木, 沢崎, 本間: "進行波管による新しい方式のマイクロ波直接中継装置", 信学誌 38, p 447 (昭 30-06).
- (3) 増田, 山本: "進行波管を用いた周波数偏移変換器", 昭 29 連大.
- (4) 森田: "新しい極超短波中継方式", 昭 29 支部連大.  
森田, 深海, 小西: "新しい極超短波中継装置", 信学誌, 40, p 153 (昭 32-02)
- (5) 川橋: "L 形分岐回路", 昭 29 支部連大.
- (6) 立沢, 佐藤: "半導体素子を用いたマイクロ波発振制御", 昭 35 連大.
- (7) 見目, 安田: "7 Gc 帯パッケージ形進行波増幅器", 昭 32 連大.  
根本, 安田: "4 k Mc 30 W パッケージ形進行波管", 昭 34 連大.
- (8) たとえば, 海東, 立沢, 岡田: "4, 6, 7, 75, 11 Gc 電界偏移型単向管", 昭 33 連大.
- (9) 見目, 設楽, 伊藤: "半内部空洞反射形速度変調管の試作".
- (10) 森田, 伊東: "周波数変調波高感度受信方式", 信学誌, 42, p 737 (昭 34-08).
- (11) 森田, 川橋, 黒田, 富沢: "トランジスタ化 12000 Mc 帯通信装置について", 昭 35 連大.
- (12) 田幸: "高安定度周波数空洞共振器", 信学誌, 43, p. 138 (昭 35-02).  
田幸: 高安定度周波数共振器の安定度に及ぼす諸影響", 信学誌, 43, p 1451 (昭 35-12).
- (13) 川橋, 内田: "鉍石周波数変換器で生じる遅延歪", 信学誌, 39, p 630 (昭 31-07).
- (14) 会田, 石原, 村井, 岡崎: "超広帯域管について", NEC, 第 42 号.
- (15) 小西, 杉本, 岩崎, 森田, 鋪: "広帯域中間周波増幅器の特性安定化について", 昭 33 連大.
- (16) 森田, 杉原, 内田: "新しい TV 用 AFC", 昭 31 支部連大.  
森田: "水晶制御の新しい AFC 方式", 昭 28 支部連大.  
森田, 海東, 杉原: "安定度良好な広帯域クライストロン変調器".
- (17) 内田: "新しい広帯域リアクタンス管", 昭 34 連大.
- (18) 森田, 川橋, 鋪: "リードユニットを用いた同軸切替器", 昭 32 支部連大.
- (19) 黒田, 長: "平衡特性を利用したマイクロ波フェライトスイッチについて", 昭 35 信学全大.
- (20) 森田, 伊東: "狭帯域中間周波による FM 負饋還について", 昭 35 連大.
- (21) 土井, 増田, 川橋, 海東: "11000 Mc IF 分岐用 STL 送信機", 昭 34 連大.
- (22) 吉田, 勝瀬, 川橋, 黒田: "日本平一浜松間長距離テレビジョン中継回線", 昭 35 連大.
- (23) 川橋, 伊東, 黒田, 上野: "カラーテレビジョン用移動中継装置", テレビジョン (1959-12).
- (24) 新井, 伊藤: "トランジスタ化 TV 機器", テレビジョン, 14, 8, (昭 35-08).
- (25) 立沢: "棒形導波管帯域濾波器", 昭 33 信学全大.
- (26) 川橋, 立沢: "導波管濾波器の損失についての一考察", 昭 35 信学全大.
- (27) 黒田, 長: "マイクロ波フェライトスイッチ", マイクロ伝送研専委 (1960-12.2).
- (28) 海東, 畑: "2000 Mc パラメトリック増幅器", 昭 35 連大.
- (29) 鋪, 小山: "広帯域入力インピーダンスの改善", 昭 35 連大.
- (30) 川橋, 伊東: "広帯域周波数弁別器の安定化の方法", 昭 32 信学全大.
- (31) 川橋, 鋪: "調整容易な位相補償器", 昭 31 連大.
- (32) 杉原: "広帯域映像出力回路", 昭 35 連大.

UDC 621.396.41.029.63/.64  
621.396.677

## B. 空 中 線 系

正 員 大 橋 啓 吾

(電気通信研究所)

## (1) 概 説

広帯域中継用空中線として最初に実用化されたものはレンズ形式のものであった。これは当時の技術によって判定して、レンズ形式はパラボラ形式に比し、広帯域性、不正放射による干渉波の抑圧および外界の気

象条件からの安定性等の諸性能が容易に得られる構造であると考えられたからであって、まず米国で ATT が TD 2 に用いたディレイレンズを始めとし、わが国でも電々公社の東阪回線にパスレングスレンズを用い、仏国でも大形レンズを実用化している。しかしその後、最も簡単な構造であるパラボラ反射鏡形式のアンテナでも、設計次第によっては回線の要求を満足できるばかりか高価なレンズアンテナより優れた性能が得られることが明らかとなり、さらに雨雪氷等の外界

• Equipments of Microwave Relay System. (B)-Antenna System. By KEIJI OHASHI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 5102]

の条件に左右され易いというパラボラアンテナの欠点も、円偏波励振方式の実用化によって解消したので、広帯域中継用としてのレンズはパラボラに席を譲ることになった。

1959 年の CCIR において、今後の広帯域中継は互に直交する偏波共用とした周波数配置によることが勧告され、また各国ともこれを実施することになっているが、この方式に用いるアンテナは偏波共用の必要がある。一方電話の多重度の増加またはカラーテレビ伝送等の要求が進むにつれ、アンテナ系も次第に高性能のものが要求されるようになってきた。このような回線用のアンテナとして ATT ではホーンレフレクタアンテナを実用化し、その他の諸外国でもこれにならってこれを用いる傾向にあるが、電々公社では、わが国の実情に適した形式としてまず偏波共用パラボラアンテナを 6 Gc 帯で実用化し、現在東阪回線にその建設工事を進めている。

ホーンレフレクタアンテナが、その巨大な構造による建設費の増加という欠点があるにもかかわらず実用的価値が生じてきたのは、多帯域共用の利点が生かされてきたためで、一般的な意味では経済的開口能率が低いという本質的欠陥はまぬかれ難い。したがって諸外国においても何らかの形で、単帯域でもよいからこれに代わる偏波共用可能な広帯域中継用アンテナを開発しようとする動きが見られる。たとえば独国では Müschel (キノコ) アンテナと称する一種のオフセットアンテナを、仏国でもこれと同様なものを実用化しており<sup>(1)</sup>、RCA では 2 回反射形式の軸対称パラボラアンテナを 2 Gc 帯用として最近開発している<sup>(2)</sup>。これらはもちろんホーンレフレクタと等価ではなく、その高性能の一部または帯域共用の長所を犠牲にしたものであるが、使用する回線の事情いかんによっては充分実用的価値が認められている。

無給電反射板はマイクロ波中継の地局の選定を容易にするため、小容量の中継回線にはしばしば用いられているが、大容量の回線では干渉特性の要求が厳密なためあまり使用されていない。しかし 10 Gc 程度の比較的高い周波数帯では一般用方形導波管の損失が大きいため、反射板によって伝はん路の見通しを得る必要にしばしば迫られる。したがってこの周波数帯では反射板の利用価値を増しているが、その励振用アンテナの雪害対策の必要が軽視できない問題として残されている。

なおフェージングによる瞬断対策または海上反射等

の多重伝はん路による伝はんひずみ対策として、スเปースダイバーシチ方式空中線または反射波防止空中線のように複合空中線系を構成する必要が生じ、これに関する空中線系の研究も盛に行なわれている(方式の章参照)

以上のように最近の広帯域無線中継用空中線として種々の形式がありまた特徴があるが、これらのうち代表例としてホーンレフレクタおよび偏波共用パラボラアンテナを挙げ、これに付随して給電系の最近の諸問題をつぎに説明することにする。

## (2) 放 射 系

ホーンレフレクタアンテナとは、よく知られているように(図 1 参照)電磁ラッパ内の球面波をパラボラ

ラ反射鏡で平面波とすることにより集束作用を与える形式のアンテナであり、かなり古くから考えられていたものである。これはオフセットパラボラアンテナの焦点から反射鏡まで側面を角すい電磁ラッパでしゃへいたものと考えると容易にわかるように、反射鏡より結電点に帰る反射波は極めて小さく、給電導波管より角すいラッパに充分緩かに移行すれば極めて広帯域に整



図 1 ホーンレフレクタアンテナ  
(通研試作)

合できる。また開口面内には何ら電磁界の規則性な害する散乱波源がなく、しかも開口面以外に漏えいする不正放射源のないことは優れた指向性を与えるに適した構造である。したがってこの形式のアンテナは広帯域中継用アンテナとして要求される性能のうち最も厳密を要する入力反射特性と指向性(特に側面方向より背面方向にあたっての電界比すなわち  $F/B \sim F/S$  比)に関して有利な形式であることは確かであるが、一方前項で述べたようにその形が巨大となる上、機械的構成法の困難さ、開口面を蔽う風防装置の必要等のほか、輸送・建設等に種々の問題があり、これらの点を考慮した経済設計を行なうことがこの形式のアンテナの実用化の要点と考えられる。また放射系としては本



表 1 ホーンレフレクタアンテナの各国の製品の諸元  
( $\alpha, \beta, \gamma$  は外寸法)

諸元	社名	米		仏	独		ソビエト
		ベ	ル	CSF	シーメン ス	テレフン ケン	"BEC HA"
開口面積 $m^2$		6.00		4.0	7.5	7.25	7.25
開口能率 (%)	4 Gc	V	H				
	6	69	66		64.2	59.5	[65]
	11	66	63				
利得 (dB)	4	60	52				
	6	39.7	39.5	37	40.3	40	40.2
	11	43.0	42.8				
ラップ開き角度 (°)		47.8	47.2				
外寸法 (m)	幅	15		13.8	20.2		17.5
高	さ	3.35			$3.55 + \alpha$	3.7	3.9
	さ	6.25			$5.3 + \beta$	5.8	6.2
	奥行	2.74			$2.88 + \gamma$	3.12	3.2
総重量 (kg)		772				964	1.370

質的に超広帯域であり電氣的に特に問題となる点は少ないが、偏波共用を兼ねた帯域共用の利点を発揮するには、各帯域、各偏波（たとえば 4, 6, および 11 Gc 帯のそれぞれにつき V, H 各偏波）に分離する群分波器を必要とし（これに関しては後で給電系の項で述べる）このアンテナ系の電氣的問題点は主として後者の設計に残されている。

このアンテナの詳細については既に各方面で発表されている<sup>(3),(4)</sup> ためこゝでは省略し、各国で実用化しているものゝ諸元を表 1 に掲げ参考に供するにとどめたい。

電々公社で実用化した 6 Gc 帯超広帯中継用偏波共用パラボラアンテナに関しては既に本誌に発表<sup>(5)</sup> したので、こゝではその要点をつぎに述べる。一次放射器としては、図 2 に示すように円形導波管の軸に直角な面内で互に直角方向に方形導波管で分岐する構造のハイブリッド回路を偏分波器とし、これに小形円すいホーンを直結してパラボラ反射鏡を軸対称に励振する形式のものを使用し、各分岐端を方形導波管で鏡外に伸しこの点を各偏波の入出力端としている。この偏分波器が容量ポスト群によって広帯域に整合できたことと、ホーンとこれとの間に移相器をもうけ円偏波励振にすることによりホーンおよび反射鏡の対称反射成分が結電点に帰らないようにし得るばかりでなく、雨雪水等の付着によるインピーダンスの劣化を防止したことによって、回線の要求する入力定在波比 (VSWR < 1.03) を充分満足している。指向性の改善方法として

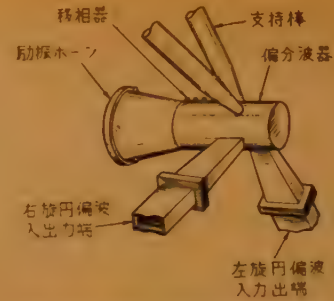


図 2 6 Gc 偏波共用パラボラアンテナ (右) とその一次放射器 (左)

は、一次放射器から直接鏡外に放射漏えいする電波を極力抑圧するように励振ホーンの形を選び、さらにしゃへい板を付加しこれを助けるようにしたこと、鏡面精度の向上、および一次放射器給電導波管と支持柱の形状の改善によっており、その結果前方～側方に約 60 dB 背面方向で 70 dB 以上の電界比で不正放射が抑えられている。結局起多重に必要な電氣特性がパラボラ形式の偏波共用アンテナで得られることが明らかとなったわけである。この例の場合回線に必要な利得 45 dB を 6 Gc 帯で得るため反射鏡の直径は 4 m となり、これと同一利得をホーンレフレクタで得るには高さ約 7.5 m の大いさで重量は前者の 2 倍位になる。このように、単帯域で使用する場合はパラボラの方がはるかに経済的で、この点がパラボラの一大長所と言えよう。

交叉偏波共用の通信方式はアンテナの交叉偏波識別度（目的方向に対する両直交偏波間の電界比）を利用して隣接ルートとの周波数間隔を狭くした方式であるから<sup>(6)</sup>、この識別度にどの程度期待できるかは方式を決定する重大な要素の一つとなる。この点単一偏波のアンテナにない新たな問題を呈示しているため、これに関しつぎに少し説明を加えておく。

ホーンレフレクタ系では2つの交叉偏波として垂直(V)および水平(H)の両直線偏波を共用するのが普通である。この場合各偏波は群偏分波器から互に直交した円形 TE<sub>11</sub> 状態で円形導波管を経てアンテナの入力端に給電され、アンテナの角すいラップ内でもこれと同じ状態でひろがって行くと考えられるから、反射鏡で反射された波は一般に交叉偏波成分を含む。鏡面が理想的な曲面であればアンテナの直正面を含む垂直面内ではこの交叉偏波成分は左右互に打消し、水平面内指向性はこの方向で急峻な谷となって落込む形となる。しかし鏡面の非対称な誤差および円形導波管の真円度誤差等によってこれは乱されるため、製作精度の向上はもちろんこの誤差による交叉偏波成分を補償する補償器を必要とする。一方パラボラ形式のアンテナについてみると、一次放射器より自由空間を経て反射鏡に達する波がすべてホイゲンス波源的な偏波構成であれば反射波に交叉成分は発生しないから問題はない。しかし一般には一次放射器はこのほか微少電流素子よりの放射と考えられるような偏波構成の波の成分を含み、この成分の一部は鏡面反射によって交叉偏波に変換される。

この交叉偏波の二次放射指向性は、反射鏡および一次放射器が対称であれば対称軸の方向すなわち真正面では4つの象限の交叉偏波成分が打消し合って零となる形となる。これらの点から考えると、反射鏡による交叉偏波生成の度合については、ホーンレフレクタ形よりホーンフィード軸対称パラボラアンテナ形の方が有利であるが、後者についてはそれ以外に一次放射器およびその支持構造物による散乱をも考慮しなければならない欠点がある。円偏波で用いる場合、直線偏波の交叉偏波に相当する関係は正旋回成分と逆旋回成分との関係になり、正旋回成分が逆旋回成分に変換される原因は直線偏波の場合と同じでその指向性の形が異なるのみである。しかし実際問題としては、このほか円偏波に変換するための変換器の不完全さ、すなわち楕円偏波率が1でないための逆旋回成分発生を充分小さくする必要がある。

以上のように垂直偏波で使用するホーンレフレクタアンテナと、円偏波で使用する偏波共用パラボラアンテナとを、交叉偏波識別度の点から対比して見るに、それぞれ一長一短あり、いずれが有利かは一概に断定できないが、いずれにしても交叉偏波指向性が正面方向ではかなり鋭峻な形の谷となって落込んだ所でその識別度が得られること(1例を図3に示す)と実用回

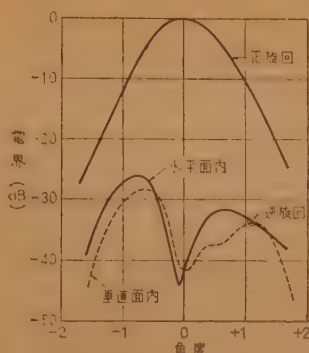


図 3 6 Gc 偏波共用パラボラアンテナの正旋回および逆旋回指向性(名古屋中継局対大野木)

偏波識別度すなわち平均値 30 dB をほぼ満足できることがわかったが、これ以上の値を安定に期待することは現在のものでは困難のようである。

### (3) 給電系

マイクロ波の伝送線路としては、長径対短径比約 2 : 1 の方形導波管が一般用として広く用いられているが、前項で述べたように偏波共用ないし帯域共用のアンテナ系の発達につれて円形導波管がその給電系の一部に使用されるようになってきている。つぎに最近の給電系の問題の特徴を(分波器類をも含めて)概説する。

FM 多重変調による広帯域中継では給電線を介して生ずるエコーひずみが問題になり、このため給電線の両端に接続する送受機器と空中線からのそれぞれの反射はもちろん、給電線途中で生ずる反射も極力減じようとする努力は従来から行なわれてきたが、多重度の増加に伴いその要求がますます厳密になっている。たとえば超多重回線の給電線用としては、IEC で国際規格として提案している一般用方形導波管の内径許容差  $\pm a/1500$  ( $a$  は長径) では不充分で、日本 JIS 規格による級相当の許容差  $\pm a/700$  程度が望ましく、また曲り導波管等の使用部品も平均値として  $VSWR < 1.005$  となるように整合しなければならない。これは製作治工具類の精度向上はもちろん、インピーダンス測定に必要な測定器類の高精度化をうながしている<sup>(7)</sup>。このような反射によるエコーひずみ軽減の手段として、単行管のような非可逆回路の利用はたしかに有効な手段ではあるが、上例の場合でいうと単行管自体の反射が問題としている量と同程度になるため、こ

れのみに頼ることは給電線に関しては必ずしも経済的とはならない。したがって以上のような導波管系の高精度化は超多重通信には必須と考えられる。このようにして精度を向上して製造した導波管系の1実例として、6 Gc 超広帯域中継用として (WRJ-6 系) 東阪回線に施設したものゝ1例を (先端に VSWR 1.01~1.02 のアンテナを接続したときの VSWR の値として) 図 4 に示す。

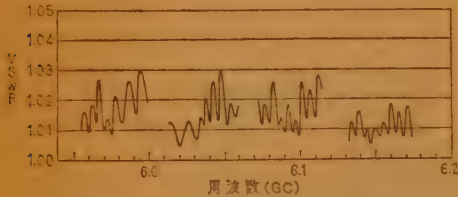


図 4 6 Gc パラボラ空中線系の入力定在波比 (WRJ-6 導波管系の全長約 55 m の例)  
—名古屋中継局現用—

円形導波管は2つの直交偏波を縮退しているためと、基本波の使用帯域が比較的に狭いためとによって一般用としては不利であるが、たとえば円形分波器のように特殊な目的でこの縮退波を利用すれば極めて有益な導波管回路部品が作られる。円形導波管はこのように部品用として注目されているが、一方ホーンレフレクタアンテナの給電線としてその長い垂直直線部分にアンテナに直結してこれを使用すれば、系として有利な形式に構成できるので、このような使用法も開かれている。この場合これは帯域共用とする関係上、管径は少なくとも最低使用周波数帯で使用できるように選ばれ、したがって高い周波数帯では数多くの高次モードが伝送されることを考慮しなければならない。そのほか交差偏波識別度の要求も満足しなければならないから、管径は  $\lambda/1000$  ( $\lambda$  は内径、程度の寸法精度を要する。

又この系には円形バンドが使用できない等の工事上の難点もある。しかしこの方式の給電系で最も技術的苦労を伴うのは群偏分波器であって、これには種々の形のものが考えられているが、現在用いられているものは配列スリットによる多孔式方向性結合器で磁界結合を利用している。これは S.E. Miller の結合理論<sup>(4)</sup> によって設計されるものであるが、結合形式には円周方向磁界を用いたものと軸方向磁界を用いたものと2種類あり、周波数特性を改善するために変形スリットを用いるとか、スリットによる高次モードまたは直交偏波成分発生を抑圧、反射特性の改善等に種々の工夫を要する。1例としてバルで完成されたものゝ特性を表

表 2 群偏分波器の特性 (帯域内最悪値)  
(Bell の報告による)

散乱マトリクス エレメント		4 Gc	6 Gc	11 Gc
減衰 dB	S11	33	30	30
	S33	35	—	—
	S55	×	38	—
	S77	×	×	30
	S88	×	×	30
挿入損失または 減衰 dB	S13	0.4	20	28
	S14	40	50	40
	S15	×	0.6	18
	S16	×	33	40
	S17	×	×	0.5
	S18	×	×	40
	S25	×	0.5	18
	S34	50	—	—
	S35	×	45	—
	S36	×	35	—
	S37	×	×	40
	S38	×	×	30
	S56	×	50	—
	S57	×	×	35
	S58	×	×	36
	S78	×	×	50

2 に示す<sup>(4)</sup>。この場合のように比較的に太い円形導波管は一般用方形導波管に比して減衰が小さく、給電系の直線部分が長い程または周波数が高い程その有利性は増す。特に 10 Gc 以上の給電線損失軽減の対策として円形導波管の利用が注目される。しかしこの場合管の両端すなわち機器側とアンテナ側とがいずれも一般用方形導波管で構成されるときは容易でない問題を伴う。これはその変換部では高次モードに対しては全反射となるためであって、この点に留意して適当な処置を構建しなければならない。

給電線を各ルートの送受機器に分岐する分波器は一般には帯域阻止器とハイブリッド回路で構成された定抵抗形のもので、その構造は方形導波管をマジック T 等で分岐する形式のものが従来から使用されていたが、円形導波管を利用する円形分波器の実用化によってその構造形態の小形簡易化がはかられたばかりでなくその特性も遂次向上している。回線の超多重化に伴う規格の厳密性の増加は当然のことであるが、占有帯域の拡大と隣接ルートの接近に伴ってこの要求を満足させることがますます苦しくなる。たとえば FM 超多重を行なう場合に要求される遅延特性は、1 中継区間にこれを割当てると 0.02  $\mu\text{sec}/\text{Mc}$  程度の遅延時間差となるが、6 Gc 中継方式の周波数配置すなわ



ち隣接ルートの間隔が約 60 Mc の場合の分波器の設計を考えるに、分波器の分岐および通過の帯域内遅延時間特性を両者共同時にこの要求値に対して問題にならなくなる程度に小さくすることは、従来のような  $\lambda/4$  結合のろ波器構成では無理であることがわかる。したがってこれは何らかの遅延等化器でこれを補償することになるが、完全に等化できても等化器との温度差による共振周波数のズレによって平衡が破れることを考慮すれば、分波器は温度係数の極めて小さい（この場合  $2 \times 10^{-6}$  程度）ことが必要となる。また帯域内振幅特性についても厳密な要求が生じ、たとえば上記の場合  $\pm 16$  Mc で二次分、四次分共 0.1 dB 以下の振幅偏差にする必要があり、その補償を別の回路で行なうことは一般に困難となるため、このような回線では回路定数の選定はこの特性に主眼を置いて行なわれる。

またこの振幅特性は  $Q_0$  の向上によって有利となる

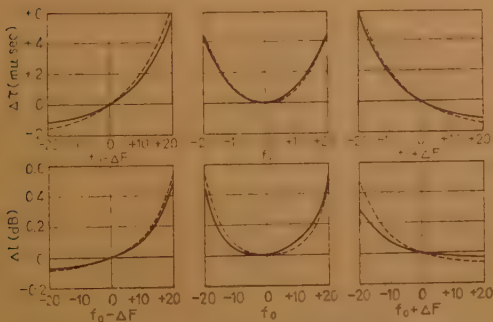


図 5 6 Gc 分波器の分岐および隣接通過帯域内遅延時間 ( $\Delta\tau$ ) 特性と同じく振幅偏差 ( $\Delta L$ ) 特性.  $f_0 = 6256.5$  Mc,  $\Delta F = 59.303$  実験線は実験値, 点線は理論値 ( $Q_0 = 3,000$ ).

ため、超広帯域中継用分波器では  $Q_0$  の向上は挿入損失の改良以上にこの点で重要性を帯びてきている。以上の点に着目して試作した 6 Gc 超広帯域中継用分波器の特性の一部を図 5 に示すが、大体その要求を満足するものが得られている。

アンテナを送受共用とするための給電系構成としてこのような分波器を用いてもできるが、場合によってはサーキュレータ等を用いて有利な場合もあり、この方面の研究もよく行なわれている。

## 文 献

- (1) P.G. Broussad : "Sur quelques perfectionnements aux circuits hyperfréquences pour faisceaux hertziens", Ann. Radioelec. **49**, XII, p 222 (1957).
- (2) P. Foldes and S.G. Komlos : "Theoretical and experimental study of wide-band paraboloid antenna with central-reflector feed," RCA Rev. **21**, 1, p 94 (March 1960).
- (3) R.W. Friss and A.S. May : "A new broad-band microwave antenna system", Comm. & Elect., No. 35, p 97 (March 1958).
- (4) H. Laub and W. Stöhr : "Horn parabol antenna für Breitband Richtfunk", Frequenz **10**, 2, p 33 (Feb. 1951).
- (5) 河津, 大橋, 加藤, 沼野 : "超広帯域中継用偏波共用パラボラアンテナ", 信学誌 **44**, 3, p 351 (1961-03).
- (6) 染谷 : "マイクロ波中継方式の設計", 信学誌 **40**, 4, p 312 (1957-04).
- (7) 河津, 稲毛, 江戸 : "マイクロ波微小反射係数測定器", 信学誌, **43**, 11, p 1347 (1960-12).
- (8) S. E. Miller : "Coupled wave theory and waveguide applications", B.S.T.J. **33**, 5, p 661 (Sept. 1954).
- (9) E.T. Workless : "A network for combining radio systems at 4, 6 and 11 kMc", B.S.T.J. **38**, 5, p 1253 (Sept. 1959).

## 4. 帯域圧縮伝送方式

UDC 621.395.018.422

### 4.1 電話伝送\*

正 員 関 英 男

(岩崎通信機株式会社)

#### (1) 電話帯域圧縮伝送方法の概要

人間の発する音声を伝送するには、普通 300 c/s から 2,700 c/s までの周波数帯域を必要とする。これで会話の内容は大体伝えられるけれども、本当の肉声を伝えるまでには至らない。放送のように、50 c/s から 7 kc くらいまでの周波数帯域があれば、音声の伝送に関するかぎり、十分であるといえよう。近年にいたり、音声の分析に関する理論的および実験的研究が急速に進歩し、その中で必要な情報は音声のどの部分に含まれているかが次第に明らかとなってきたので、適当な方法によって冗長な成分を除去する方法がみ出されるにいたった。他方において、電波の周波数スペクトルはマイクロ波から赤外線領域にまで開拓されつつあるとはいえ、通信量の増大によって利用し得る周波数帯域は次第に窮迫するにおよび、音声研究の成果を利用した帯域圧縮伝送方式は各方面において要求されるようになった。後で (b) 項の圧縮の方針のところでのべるように、24,000 bits/sec. の割合で情報伝送のできる回線 (通信容量) を通して、われわれの音声は 1650 bits/sec くらいの通信容量があれば話相手の音声まで区別できるし、50 bits/sec くらいの通信容量があれば会話の内容を完全に伝えることが理論上可能である。前者は自然度という概念で表わされ、後者は了解度という量で示される。自然度の定量的表示方法はまだ確立されていないが、了解度は、いくつかの key words をふくむ文章、句あるいは単語などの正しく受聴された率をもって表わし、明りょう度との関係も測定され、ハンドブックにのせられている。明りょう度は、多数の無意味音節を送って正しく受聴された率であるが、これが 80% もあれば、了解度は 99% くらいに達することが知られている。ここにのべようとする帯域圧縮伝送方式のあるものは、自然度の点で

難があるとしても、少なくとも明りょう度の点において十分に上の規準を満足しているか、あるいは満足できる可能性をもったものばかりである。以下、音声研究成果の概要と提案されつつある帯域圧縮伝送方式の概要とを一通りながめてみよう。

#### (a) 音声の性質

帯域圧縮方法はすべて、音声の性質に基礎をおく。音声は時間軸上および周波数軸上の振幅変化として三次元的に表現されるが、それを問題にする前に、まず発声の機構をのべよう。図 1 は発声系であり、図 2 は



図 1 発声の機構 (u)

呼吸系を示す。ちょうど回路でいえば発振・変調系と電源系のようなものである。音声はまずパルスまたは雑音の発生機構と、これを変調して音韻の差を

与える口腔の機構とによりつくられる。すなわち、つぎのように分解して考えられる。

音 声 { パルス { 準周期性パルス → 有声音  
          { 孤立パルス → 破裂音  
          { 連続性雑音 → 無声音 (摩擦音)

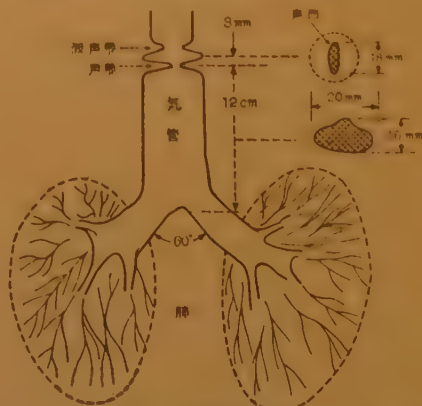


図 2 呼吸系の下部

\* Bandwidth Reduction System for Transmission of Telephone Signal. By HIDEO SEKI, Member (Iwasaki Communication Apparatus Co., Ltd., Tokyo). [資料番号 5103]

有声音は声帯の声門が開閉して、図 3 に示すような三角波の気流がほぼ同期的に発生することによって発生する。すなわち声門の面積の時間的変化、あるいは空気速度の時間的変化は三角形に近い一種のパルスである<sup>(1)</sup>。このパルスの周波数感覚をピッチといっている\*。他方、*カ*, *エ*, *ケ* のような破裂音もパルスであるが、周期性はなく、しかも、その発生位置が唇、舌の前部または後部であって波形も多少ちがっている。

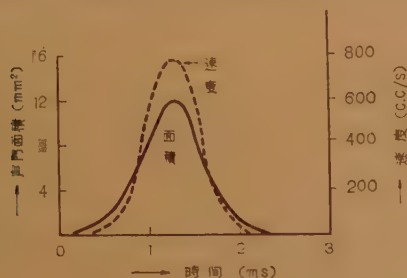


図 3

また後者のパルス幅も 10 ms 内外で、声帯の場合のパルス幅よりやや広い。

*s*, *h* および *f* のような摩擦音は空気が狭いすき間を通るときの摩擦によっておこり、連続性雑音のような性質をもっている。したがって特定の周波数というものはない。

これに対してピッチは最低周波数を基本波として、多数の高調波よりなりたっている。これは大体 10~12 dB/octave の割で高い方に弱く分布する。もし口腔の形が変わると、各高調波の相対振幅が変わり母音の区別を生ずる。これは太さおよび長さのちがった筒が直列に連結したものの共振として説明できる<sup>(2)</sup>。中でも重要な共振点は、第 1, 第 2 および第 3 ホルマントに相当するもので、 $F_1$ ,  $F_2$  および  $F_3$  で表わされ、多少の個人差はあるが、各母音によってきまった位置をとる。男子の平均はつぎの範囲にある。

$$F_1 = 150 - 850 \text{ c/s}$$

$$F_2 = 500 - 2,500 \text{ c/s}$$

$$F_3 = 2,500 - 3,500 \text{ c/s}$$

$$F_4 = 2,500 - 4,500 \text{ c/s}$$

第 1 および第 2 ホルマントに対する帯域幅は約 50 c/s であるが、さらに高い周波数では急に広がる。

会話し音のレベルは、口から 1 m 離れた位置で 0.0002 dynes/cm<sup>2</sup> 以上何 dB になるかで表わす。第 1, 第 2 および第 3 ホルマントのレベルをそれぞれ  $L_1$ ,  $L_2$ , お

よび  $L_3$  とすれば、つぎのようになる。

$$L_1 = 61 - 67 \text{ dB}$$

$$L_2 = 37 - 63 \text{ dB}$$

$$L_3 = 20 - 52 \text{ dB}$$

人間はあまり高速度に筋肉を動かし得ないということから、早口の場合も毎秒 10 音韻 (phonemes) がせいぜいである。かりに 32 音韻の国語があったとすれば、1 音韻ごとの情報量は  $\log_2 32 = 5 \text{ bits}$  になるので、会話の情報伝送速度は大概 50 bits/sec となる。このような点から、各高調波は上下に 10 から 20 c/s くらいの広がりしかないと考えられる。他方においてピッチの基本周波数はアクセントによって変化する。とくに話頭と語尾に大きい推移のあることもみとめられている<sup>(3)</sup>。

鼻音は文字通り鼻孔の約 500 c/s 付近での選択呼吸によることは堀口申作氏により指摘され、服部・藤村・山本の諸氏によっても確かめられている<sup>(4)</sup>。

その他、音声の基本的性質に関する研究は非常に多くて一々詳しくのべる紙面がないので、本文末尾の文献を参照願いたい<sup>(5)~(10)</sup>。

#### (b) 圧縮の方針

われわれが会話する場合に、音声にふくまれる情報量は毎秒 50 bits/sec. 程度であり、音声の周波数スペクトルから推定しても 1650 bits/sec にすぎない<sup>(11)</sup><sup>(12)</sup>。しかし実際に使っている電話線路は周波数帯域幅  $W = 3000 \text{ c/s}$ , 信号対雑音電力比 (S/N) 24 dB としても、24,000 bits/sec. の容量をもっている。ゆえに理論的には数 100 分の 1 に圧縮できるわけである。情報理論の教える所によれば、時間  $T \text{ sec}$ , に帯域幅  $W \text{ c/s}$  の通信路を伝送され得る情報量は

$$TW \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \text{ bits}$$

である。これをみると、冗長度をへらす方針としては振幅を処理する方法 (S/N), 直接周波数を処理する方法 ( $W$ ) および時間を処理する方法 ( $T$ ) がある。さらに、これらを総合的に考えて処理する方法も考えられる。

まず振幅の立場から考えてみよう。すでに 10 年以上前から、複雑な音声波形もゼロ・レベル付近にしか情報の大部分はふくまれていないことが知られている。<sup>(13) (14)</sup> すなわちリミッタを使って矩形波のあつまりのように処理した音声でも 90% 以上の明りょう度をのこす。

ただ、声の質はじわがれて自然度はいちじるしく低

\* ピッチの元来の意味は主観的なものである。



くなる。リミットにかける前に微分することは支障ないが積分すると明りょう度は害われて 30% 位におちる。振幅の統計からいっても低レベルほど頻度が高く、尖頭値の頻度は非常に小さい。このことは、昔から振幅の圧縮・伸張という形で利用され成績をあげている所である。また振幅量子化して PCM 波をつくる場合も、ゼロ・レベル付近をこまかく分割し、高レベルをあらく分割することも利用されている。しかし情報量の式の形をみてもわかる通り、振幅の処理は、それ自身 SN 比の向上によって通信の質をあげるが、これを周波数に換算してもわずかしき圧縮寄与しないので、周波数帯域の立場からはあまり重要性がない。

直接周波数を処理するにあたって参考になる音声の基本的性質は、明りょう度の重要性を示す曲線である<sup>(16)</sup>。この曲線は 500~900 c/s 付近を中心として上下に漸減している。普通の電話伝送で 300 c/s を欠除しても、明りょう度に大して影響しないことや、ある種の無線通信で高域を除くのも、この性質を利用したものである。しかし、これは音声全体としての統計的性質であって、かならずしも孤立した音韻については成立しない。たとえば摩擦音・破裂音のように、割合口腔の出口に近い部分が音源になるものは大部分高域に重要成分をもち、母音のように声帯を音源とする音韻では低域に重要成分をもつ。このことから、母音では高域をすて、子音では低域をすてという方式も考えられる。また 300 から 3000 c/s までを 3 帯域にわけたとき、それぞれの帯域にはほぼひとつの最大値しかないという性質は、分周伝送の可能性を示唆するものである。

つぎに音声を時間的な観点からみよう。人間はせいぜい 10 phonemes/sec 以上の速度で発音できないという性質は、音声を 20 c/s くらいで標本化できる可能性を示す。また三角波のパルスで励振された口腔の減衰振動波形の列は、数パルスの範囲で急激な変化をしないことから、ピッチに同期して音声を断続すれば、断続音の悪影響をうけない chopping 方式が考えられることを示す。しかし、この方式では摩擦音の場合と破裂音の場合に標本化の間隔が乱れるおそれがある。また、破裂音、語頭および語尾の変化はかならずしも 20 c/s の標本化の抽出にひっかからないので、周波数帯域を交代して chopping すれば救済され明りょう度も改善される。これは、後でべる FASIT である。またもっと長い時間をとって音声の性質をみると、平均 10 phonemes/sec の 1/2 より低い情報伝送速度になっている。すなわち、2人が電話で会話する

とき、一方が話す間、他のきき手は沈黙しており、場合によっては考える間、両者沈黙することさえある。このことは多数の電話回線が平行にあるような場合、高速度空線選択切替といった方法を使えば会話対の半分以下の回線に間にあうことを示唆している。これが TASI である。この技術は回線数の多い場合にのみ有効であると常識的に考えられるが、時間遅れを許すならば 1 回線の場合も理論上は可能である。

最後に、振幅・周波数・時間の三次元を同時に考慮した音声の分析・合成による帯域圧縮の方式は、通信技術者の理想であり夢に属するものもあって、その困難は前記の方法にくらべ急激にます。中で最も実現性濃厚なものは Channel Vocoder である。分析・合成伝送方式は音声を符号化して伝送する。要は符号化をどの段階で実施するかが問題である。すなわち音韻の段階、単語の段階および文章の段階となる。

この方式が完成すれば、音声を伝送しながら、文字の形で記録をのこすことができる。現在、各方面で盛んに研究が進んでいるが、まだ初期の段階である。

以下、具体例について周波数帯域圧縮の方法をのべよう。

## (2) 振 幅 処 理

### (a) Comander

古くから実用されているから<sup>(17)</sup> 詳細をのべないが、振幅の範囲を圧縮することによって、SN 比をあげ、漏話をへらす。普通、音声の動作レベル範囲は 30 dB くらいであるが、dB で表わした数値で 1/2 から 1/4 に圧縮される。時定数は 3 から 6 ms くらいが適当であり、立上りの方に早く下降の方におそくするのがよい。C.P. Smith 氏は弱い子音部分と母音部分と別々の利得調節をする方法を提案した。

### (b) Clipping

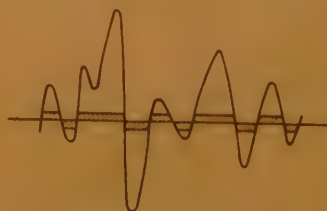


図4 Clipした波形

リミットによって音声振幅をレベル 2 値化しても明りょう度が損われないことを利用して、信号電力を有効に利用するもの

であるが、自然度の方が劣化する。これを救済するにつぎの 2 方法がある。

### ④. 定レベル交叉波<sup>(18)</sup>

## ②. 搬送波残留 SSB Clipping<sup>(19)</sup>

低周波のままで clip すると自然度が劣化するの、高調波ひずみ成分が帯域内におちてくるからで、高調波ひずみが帯域外におちる程度に局部発振周波数を高く選んでおけば、その心配がないわけである<sup>(20)</sup>。

音声波形を clip すること自身は周波数の節約にはならないが、これをうまく利用すれば、周波数節約に転化したり (Formac)、雑音中での明りょう度を改善したり (Frena) することができる。

### (c) Formac<sup>(21)</sup>

図 5 の点線から左が送信側、右が受信側の原理的な構成を示す。まず入力音声平衡変調器 (B.M.) で変調し両側波を得た後 clip する。この波形は振幅一定の FM 波に近似の性質をもっているものとみなして周波数選別器 (Discriminator) で検波し低域ろ波器に通す。この切断周波数は入力音声帯域の  $1/2$  から  $1/3$  くらいに選ぶ。受信側で原音声にもどすには、この逆操作をする。すなわち角度調器 (P.M.) で広帯域化し、帯域ろ波器を通した後ホモダイン検波をする。たとえば原音声  $3.4\text{ kc}$  を  $1.4\text{ kc}$  で伝送したときの値として、平松氏は明りょう度  $54\%$ 、了解度約  $90\%$  を得ている。なお一挙に処理する代わりに各ホル

Frena における envelope は帯域  $500\text{ c/s}$  の FM で伝送されるが、Frenac では簡単な量子化符号で伝送される。

### (e) 振幅量子化伝送方式

ディジタル回線で音声を送信するには普通 PCM を用いなければならない。音声 PCM で満足に送るには、毎秒約  $8,000$  標本点を各点  $7\text{ bits}$  に符号化する必要がある、したがって  $56,000\text{ bits/sec}$  の通信速度が必要である。しかし TV の帯域圧縮方式のひとつとして採用される高低  $2$  帯域分割法をとれば、 $20,000$  から  $40,000\text{ bits/sec}$  ですむ<sup>(24)</sup>。たとえば、 $1000\text{ c/s}$  以下を毎秒  $2,000$  標本点、 $6\text{ bits}$  とし、 $1000\text{ c/s}$  以上を毎秒  $8,000$  標本点、 $2\text{ bits}$  とすれば  $28,000\text{ bits/sec}$  であり得る。

定差変調 ( $\Delta\text{-M}$ ) は PCM にくらべると、回路がいちじるしく簡単でディジタル化できる利点があるが<sup>(25)</sup>、所要帯域幅がずっと広がる。この両者の長短を補う方法として相つづ標本値の差を符号化する方法も考えられる<sup>(26)</sup>。いずれにせよ、これらの方式は周波数帯域幅をひろげる性質をもっているから、Vocoder 等の方式によって冗長度を一度のぞいてから量子化するのでなければ、普通の電話伝送回線を通すことはできないわけである。

### (f) 極大極小符号化

(extremal coding)

PCM より低い伝送割合のディジタル方式は他にも提案されている<sup>(27)</sup>。extremal coding というのは、図 6 に示す音声波形の

相つづく極大極小値 (時間的微分が  $0$  になる点)  $a_1, a_2, a_3, \dots$  およびそれらの時間間隔  $t_2-t_1, t_3-t_2, t_4-t_3, \dots$  を量子化し、符号化して伝送し、復号側では、それらの点を求め内挿法によって原波形を得るものである。

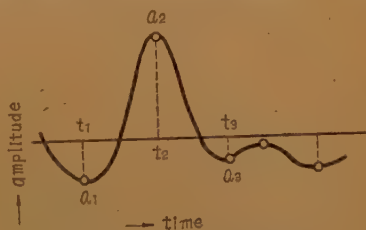


図 6 Extremal Coding の標本化

のである。この実験はベル電話研究所において IBM 704 を使って行なわれたものである。振幅の量子化は

Smith の方法<sup>(28)</sup>にしたがって、低レベル部を小さく、高レベル部をあらくきざんで図 7 のようにし

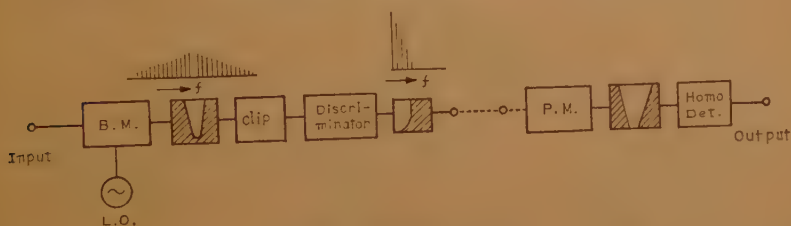


図 5 Formac 系統図

マントごとに帯域を  $2$  分割または  $3$  分割してから処理すると一層性能が向上する<sup>(10)</sup>。Formac は Formant Compression の略である。

### (d) Frena<sup>(22)</sup>

本誌昨年 5 月  $642$  ページの図 1 に示すように、clip した音声と envelope 波形とを別々の回線で伝送し、受信側で復原するものである。この方法では必ずしも周波数の節約を期待できないが、帯域  $3600\text{ c/s}$  の場合の SN 比に対する明りょう度がつぎのように非常に改善される。

S/N (dB)	0	10	25	40
明りょう度 (%)				
SSB	30	55	78	85
FRENA	65	70	78	81

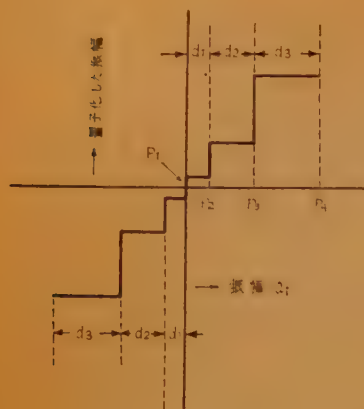


図7 不均一量子化特性

た。横座標を  $P_i$  とし、圧縮比を  $\mu$  とすれば、量子化間隔  $d_i$  は

$$d_i \approx 1 + \mu \frac{P_i}{P_N} \quad i=1, \dots, N$$

で変化した。  $N$  の値として、32, 64, 128 を選んだ。復号化の後、  $t_i$  と  $t_{i+1}$  の間をつぎの曲線で内挿した。

$$S'(t) = a_i + (a_{i+1} - a_i) F_j \left( \frac{t - t_i}{t_{i+1} - t_i} \right) \quad (2)$$

ここに、  $F_j$  として2種の関数を用いたが、音質は同程度であったので、つぎのものを代表的にした。

$$F_j(X) = X^2(3 - 2X) \quad (3)$$

実験の結果、毎秒の極大極小値数は1,500程度であり、15,000 bits/sec くらいの伝送割合で、PCM の3~40,000 bits/sec 相当の了解度が得られることがわかった。ただ欠点は buffer memory という回路を必要とし、このため通信系全体として約1秒の時間遅れをとまなうことである。buffer memory というのは無作為時刻に発生する標本値を一樣の時間的割合で伝送するために必要な回路である。

### (3) 周波数処理

#### (a) 初期の分周方法

Gabor は光学的方法によって音声周波数をさげる実験をした<sup>(29)</sup>。図8は実験装置の光学系を示す。細げきの多数等間ぎきにあげられた円筒を周辺速度  $u$  cm/sec で回転し、フィルムを  $v$  cm/sec で送ると、もとの周波数はすべて

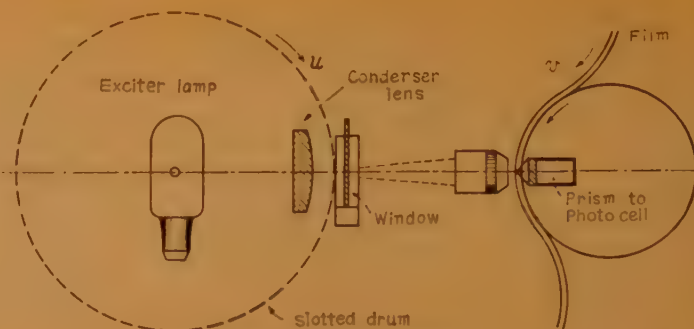


図8 周波数変換用光学系

$$f_1 = \frac{v-u}{v} f_0 = \epsilon f_0$$

に変換され、この逆操作をするともとの周波数になる。しかし、ふるえ声となり不自然になり、明りょう度が我慢できる限度は半分にも達しない。なお純電気的にも特殊発振器で変調すれば同一効果を与えられるが、実験はなされてない。また Vilbig は光学的方法、電気機械フィルタおよび超音波セルによる三つの分周方法を提案した<sup>(30)</sup>。これらの方法も1/2から1/3の圧縮にすぎない。

#### (b) Vobanc<sup>(31)</sup>

Voice Band Compressor の略である。この方式の主旨は、なるべく簡易に、音声占有周波数帯域を半分にして伝送しようとするものである。構成は図9に示すように、被変調増幅器  $M$  で音声を107.8~104.8 kc まであげてから、第1、第2および第3ホルマントに応じて3帯域にわけ、それぞれを1/2に分周し、ふたたび音声周波数におとす。このとき、帯域は75~1925 c/s あるいは2075~3925 c/s のいずれかになる。受信側では、この逆に中間周波をそれぞれ2倍にしてから合成する。したがって送受両側で  $B$  とかいた帯域ろ波器の通過幅は  $A$  のその半分にしておく。すでにのべたように、音声は各ホルマントごとに1部強い成分がある。Vobanc では、これを1本の周波数とみなし、帰還分周器で分周したり、帰還倍周器で倍周した

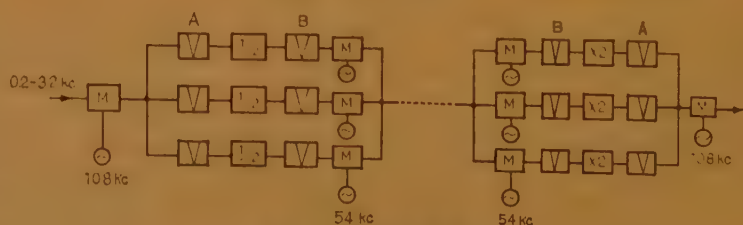


図9 Vobanc 系統図



りする。周波数をあげることによって、その近似はよくなる。しかし完全に 1 本の周波数を分周・倍周するわけでないために無理があり、ときどきビリビリ (burbles) という音が混入する。

明りょう度試験の結果によれば、処理しない音声で 95% のとき、Vobanc で 90% である。また普通の電話伝送路に 200~1700 c/s の帯域ろ波器をいれると、65.6% に低下するのに対し Vobanc は 79.7% までしかおちない。

### (c) Parvoc<sup>(32)</sup>

著者の案で Partial Vocoder の略のつもりである。図 10 に示すように、300 c/s から 1 kc までは未処理のまま伝送し、1 kc 以上の帯域の電源は受信側で未処理波をひずませてつくる (図中の Harm. G.) 第 2 ホルマントは送信側で半分に分周し、受信側で 2 倍に倍周する。第 3 ホルマントは送信側で 1/4 にし、受信側で 4 倍する。しかし受信側で倍周波形そのままを音声合成に使用するのでなく、可変ろ波器の制御に利用した点に特長が

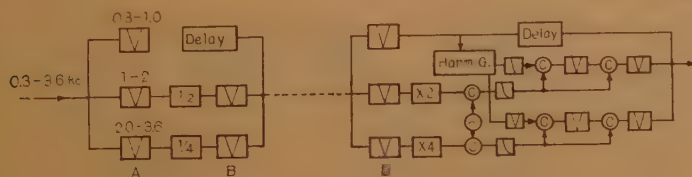


図 10 Parvoc 系統図

ある。なお、この方法によれば、原音声帯域 3300 c/s を 1600 c/s に圧縮伝送できる。

### (d) 有声・無声切替式<sup>(33)(34)(35)</sup>

有声音は割合に低周波に重要性があり、無声音は割合に高周波に重要性があることを利用し、両者を切替えて帯域を節約しようとしたものである。図 11 はその原理図である。すなわち有声音の場合は、約 1200 c/s 以下の LPF を通った信号を伝送し、無声音の場合は 1.8 から 2.8 kc までの BPF を通った信号を変換器 C で低域におとして伝送する。両者の切替はスイ

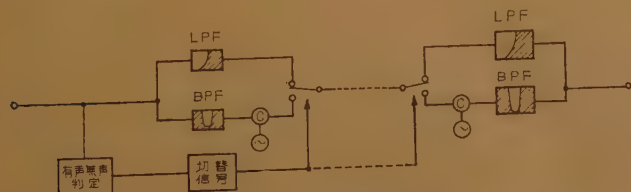


図 11 Vobanel 原理図

ッチ SW で行なわれ、これを有声・無声判定回路からの切替信号で制御する。有声・無声切替信号は受信側にも伝送され、同期的に切替えた後、一方の周波数を周波数変換器で高くしてから合成する。問題は第 2 ホルマントの一部と第 3 ホルマントを欠除した母音の明りょう度があまり期待できないことと、切替時間の不適當による不自然音をさけられない点にある。

### (4) 時間的処理

#### (a) Chopping

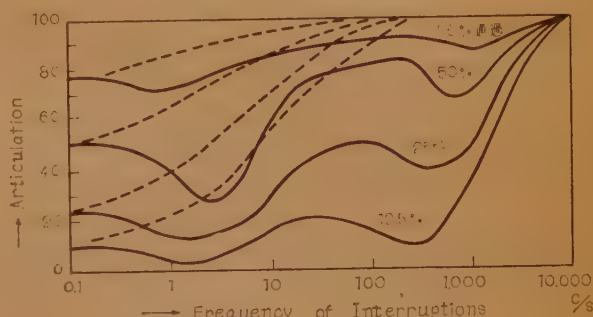


図 12 Chopping による明りょう度低下

音声を一周期で断続し、周期に対する音声通過時間の率を変化した場合の明りょう度低下については、すでに Miller と Licklider の研究がある<sup>(36)</sup>。図 12 の実線はかれらの実験結果を示す。普通、音声の標本化といえは 8000

c/s 程度で行なわれるのであるが、著者は 25 c/s 程度で標本化しても、空白時間を内挿すれば、同図点線のように明りょう度が救済されることを実験的に示し、ある種の多重通話方式を提案した<sup>(37)</sup>。ただ、この方法の欠点は断続音の妨害をうけることと、空白時間以下の短い破裂音が脱落する可能性とである。

#### (b) Pitch Synchronous Chopping

その後、ベル電話研究所でピッチに同期して chop する方法を提案した<sup>(38)</sup>。すでに 4.1(1) でものべたように、有声音は声帯のパルス列で励振された口腔の自由振動であるから、1 回の自由振動の中に十分の phonemic information をふくむ。ゆえにパルス列の  $N$  回の中から 1 回分だけ伝送し、残りを受信側で補間してやれば十分なはずである。図 13 は系統図を示す。まず送話側でピッチに応じたパルスを出し、 $N$  パルスに 1 回ゲートを開く。



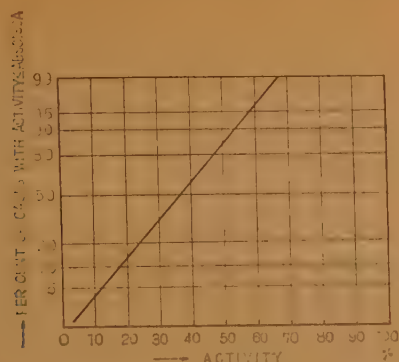


図 17 大西洋横断回線について測定した Activity 分布

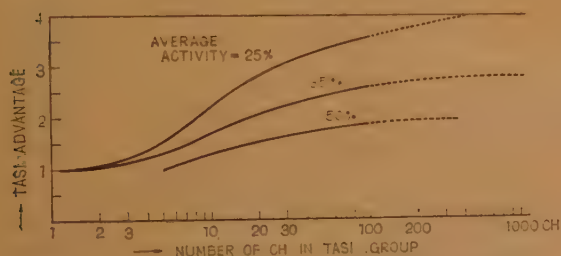


図 18 Freeze out 0.5% としたときの TASI の利得

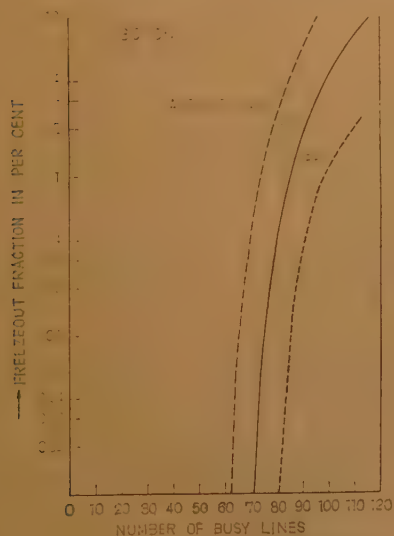


図 19 TASI の Freeze out 係数

ると気づく。2%以上になると文句がでてくる。1 音声持続時間 (talkspurt) の中間値は 0.6 s, 平均値は 1.5 ~ 1.8 s 程度である。TASI のような切換装置を使うと、話頭の切断がおこる。図 20 は実効の 1 音声持続時間長が 0.6 s の場合について、36 CH 系について話頭のある時間長以上 clip される確率を示したものである。同時に 10 分間の call の間に何回 F.O. があ

るかの期望値も右側の縦軸に示してある。

なお音声をいくつかの周波数帯域にわけたものについて、TASI と同様の操作をしようという提案もすでに出されている<sup>(48)</sup>。

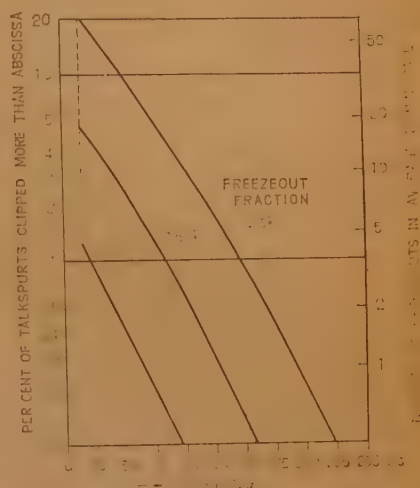


図 20 Speech Det. の操作による Clipping

### (5) 分析・合成方式 (Vocoder)

音声の処理を振幅、周波数あるいは時間のいずれかひとつに限定することなく、三次元的性質をすべて処理して帯域圧縮の効果をあげようとするのが音声分析・合成方式である。大別すると、つぎのような分類になる。

- |         |   |                         |
|---------|---|-------------------------|
| Vocoder | { | a. Channel Vocoder      |
|         |   | b. Formant Vocoder      |
|         |   | c. Articulatory Vocoder |

そして、a, b および c のそれぞれの範囲内でも多少ずつ変形がある。

#### (a) Channel Vocoder

ベル電話研究所の Homer Dudley によって最初に発明されたものがこの形である<sup>(44)(45)</sup>。歴史的に古い。現在もっとも実用に近づいた感がある。Vocoder そのものについては、いろいろの文献で紹介されているが、伝送方式についてはあまりのべてないので、それを補う意味で繰返し説明しよう。図 21 は系統図である。送・受とも pitch 回線とスペクトル回線とからできている。pitch 回線は簡単なようで、最も厄介な部分である。音声の中から pitch の基本周波数をさがす役目をする。スペクトル回線は割合にゆるやかに変化する各成分の時間的エンベロープを求める部分である。A<sub>2</sub> は 300 c/s 帯域幅のろ波器で、初期のもの



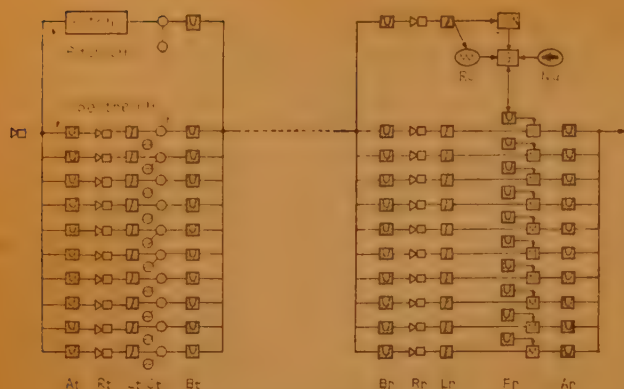


図21 Channel Vocoder の系統図

は10個であったが、近年は20個近いものもある。 $R_t$  はエンベロープをとるための整流器、 $L_t$  は切断周波数 25 c/s の低域ろ波器である。ピッチ回線も 25 c/s ですむとすれば、正味  $25 \times 11 = 275$  c/s ですみ、10 分の 1 に帯域圧縮ができたことになる。しかし伝送のために並列 11 本の線を許されることが多いので、11 の搬送波にのせ、振幅変調して送らなければならない。 $O_t$  は局部発振器、 $C_t$  は被変調増幅器である。

SSB にすることは実際的でないので BSB とすると、275 c/s の 2 倍になった上、隣接周波数との保護帯を 40% みこむと 770 c/s となり、パイロット周波数等を考慮し、従来の音声 1 CH に Vocorder 3 CH をいれる程度がせいぜいである。大泉氏は、この種の CH-Vocoder を試作した結果明りょう度はとにかくとして、自然度のよくないのはピッチ回路の過渡現象によるものとしている<sup>(47)</sup>。ピッチの抽出方法は 10 種類以上も考慮され

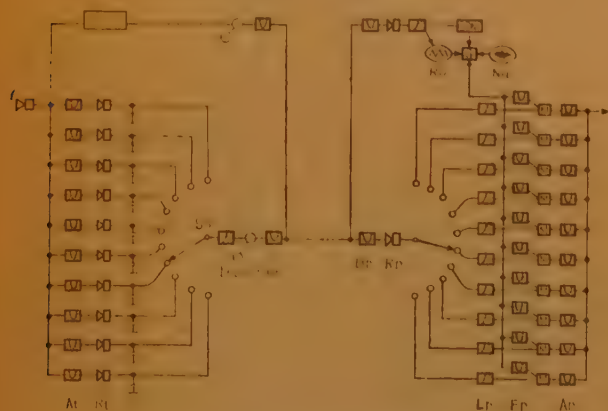


図22 Scan Vocoder の系統図

ているが<sup>(47)</sup>、まだ最終的な回路はみつかっていない。

CH-Vocoder をもっと狭帯域で伝送する方法としての Scan Vocoder は室賀氏と著者の提案であるが<sup>(48)</sup>、Vilbig と Haase によって実現されている<sup>(49)</sup>。分析・合成用には 100 個のろ波器が必要であったが、毎秒 30 回の標本化として伝送には 200 c/s の帯域を必要とするのみである。

CH-Vocoder をもっと狭帯域で送る他の方法として Haskins 研究所の peak picker 式がある<sup>(50)</sup>。これはスペクトルろ波器で分解・整流する所まで同じだが、各瞬間にホルマントの最高値相当出力と周波数だけを伝送するもので、受端は Formant Coding 形の Vocoder に類似である。

ピッチ抽出の煩鎖を逃げる有効な方法は Semi-Vocoder である。0.2 から 7 kc までを 2 分の 1 から 5 分の 1 に圧縮する高性能 Semi-Vocoder も提案された<sup>(51)</sup>。これは図 23 に示すように、3~7 kc を未処理の

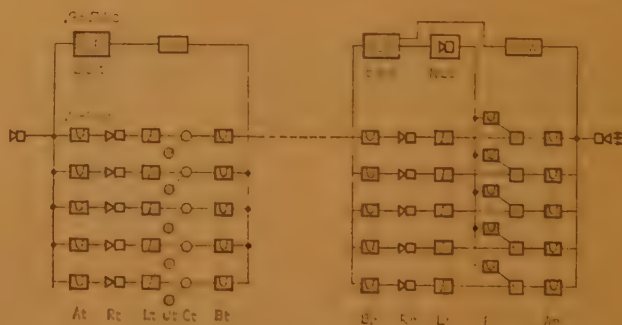


図23 Semi-Vocoder の系統図

まま送り、0.2~3 kc を 3~6 CH に分割符号化して伝送するものである。未処理の部分は遅延回路 DNW を通すのと、受信側で非直線回路 DTN を通して合成電源に利用する点に特長がある。

さらに小さい通信容量の回線を通る CH-VOC としては Smith の提案した Spectrum Pattern Matching 方式がある<sup>(52)</sup>。CH-VOC の整流器出力の時系列を 50 c/s で標本化し、量子化し、すでに貯えたスペクトル・パターンと比較し、符号化して線路に送りだすのである。この符号の伝送速度が 400 から 800 bits/sec. となる。

## (b) Formant Vocoder

母音や類似音が口腔共鳴周波数とその帯域幅、ならびに声帯音源の性質によって一義的にきまる点<sup>(53)</sup>、およびホルマント情報の伝送には 20 c/s、内外の帯域幅でたりる点<sup>(54)</sup>とを利用し、最小限度の制御信号を伝送する方式である。すでに MIT, BTL, Northeastern Univ., BPO および AFCRC などでも実験され、われわれも 1955 年頃試作実験したが満足すべき自然度には達していない。これらは合成方法の差によってつぎの 3 種くらいにわかれる。

Formant Vocoder { 並列合成形<sup>(55)(56)(57)(58)(59)(60)</sup>  
縦続合成形<sup>(61)</sup>  
Hybrid Vocoder<sup>(62)</sup>

並列合成形においては、可変ろ波器の中心周波数制御信号の他に振幅情報が必要である。一方縦続合成形では、振幅情報を必要としない代わりに、音源スペクトルを規定するための情報が必要である。CH-Vocoder にくらべると、伝送所要帯域幅は約半分ですむという反面、調整が厄介であるという不利がある。周波数を  $F$ 、振幅を  $L$  で表わし、並列合成形 Formant Vocoder に  $F_0, F_1, F_2, F_3, L_1, L_2, L_3$  の制御信号を必要とするが、 $F_0$  に 50 c/s、他の 6 情報に 20 c/s 宛計 170 c/s 必要となる。

図 24 は縦続合成形 Formant Vocoder の系統図で

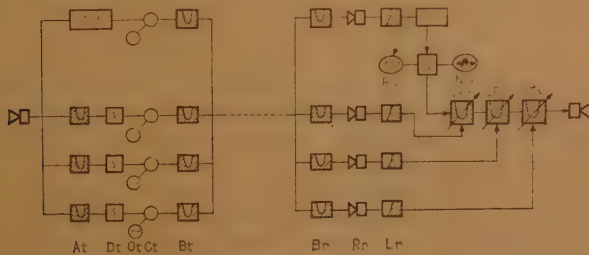


図 24 縦続合成形 Formant Vocoder の系統図

ある。CH-Vocoder とちがう点は、ホルマント周波数を検出する回路  $D_t$  と、合成側にある可変ろ波器  $VF_1, VF_2, VF_3$  等が分解側からの制御信号で中心をふらす点である。分解側のピッチ抽出と合成側の音源については同様の困難がある。だから Formant Vocoder の場合も、未処理音声帯域 (base band) を伝送する Formant Semi-Vocoder すなわち Hybrid Vocoder が考えられる<sup>(62)</sup>。

## (c) Articulatory Vocoder

各音節ごと、あるいは単語ごとに符号化する Vocoder であって、もし、これが実現すれば、Fano<sup>(11)</sup>

が推定した所の毎秒 50 bits くらいの通信容量の回線で十分である。現在研究の段階であるが技術の進歩が速いから確言できないが、実用化までにはまだ間があるようである。

ここでは紙面もないので、現段階における三つの方面、すなわち、音声認識、音声合成およびこれらと伝送系をふくむ Vocoder 研究が各方面で進められているということを、文献によって紹介するにとどめる。

まず音声認識装置については、BTL<sup>(63)(64)</sup>, RCA<sup>(65)</sup>, スイスの PTT<sup>(66)</sup>、イギリスの PTT<sup>(67)</sup>, MIT<sup>(68)</sup>, 同 Lincoln Lab<sup>(69)</sup>などの他わが国でも京都大学<sup>(70)</sup>, 東北大学<sup>(71)</sup>, 阪大産研<sup>(72)(73)</sup>, 電気試験所<sup>(74)</sup>などがある。

一方、音声合成装置については、スウェーデン王立工大<sup>(75)</sup>, Harris<sup>(76)</sup>, Küpfmüller<sup>(77)</sup>, Haskins 研究所<sup>(78)</sup>, MIT<sup>(79)</sup>, Wang<sup>(80)</sup> などがあり、わが国でも小林理研<sup>(82)</sup>, 東北大学<sup>(82)</sup>, NHK 技研<sup>(83)</sup>, 電波研<sup>(84)</sup>, 電気試験所<sup>(85)</sup>などがある。

音声認識と合成とを組み合わせれば、Articulatory Vocoder ができるわけである<sup>(86)(87)</sup>。もし、この方式が完成すれば、CH-Vocoder よりさらに 6 分の 1 の帯域幅に圧縮され、原音声からみて実に 60 分の 1 という狭帯域で伝送できるわけである。

## 文 献

- (1) James L. Flanagan: "Some properties of the glottal sound source", Journ. of Speech and Hearing Research, 1, p. 99 (June 1958).
- (2) H.K. Dunn: "The calculation of vowel resonances, and an electrical vocal tract", J. A.S.A. 22, p. 740 (Nov. 1950).
- (3) 越川: "単独母音の基本周波数特性", 通研成果報告 1459 号 (Sept. 1960).
- (4) 服部・山本・藤村: "母音の鼻化について", 音響学会研究発表会 (1955 年および 1956 年春)
- (5) 伝送研究室: "音声分析・音声研究の動向", 通研解説資料 (Aug. 1960).
- (6) 三浦, 齊藤, 杉本: "音声伝送", 信学誌, 41, p. 896 (1958-09); 三浦: "音声の音韻要素について", 信学誌, 38, p. 633 (1953-11).
- (7) 三浦, 杉本, 齊藤, 山口: "音声の帯域圧縮伝送", 電学誌, 79, p. 358 (1959-03).
- (8) 関: "欧米の音声伝送研究者を訪ねて", 音響誌 13, p. 281 (1957-09).
- (9) 著者 20 名: 音声特集号, 音響誌 14, p. 106.
- (10) 三浦, 榎本, 平松, 坂井, 大泉: "音声について", 昭 35 連大シンポジウム S-7 (July 1960).
- (11) R.M. Fano: "The information theory point of view of speech communication", J.A.S.A., p. 691 (Nov. 1950).
- (12) 喜安, 関: "通信理論とその応用", 実用通信工学叢書, 通信学会刊 (1959-06).
- (13) J.C.R. Licklider: "Effects of amplitude distortion

- upon the intelligibility of speech", J.A.S.A., 18, p. 429 (1946).
- (14) J.C.R. Licklider: "The intelligibility of amplitude-dichotomized time-quantized speech waves", J.A.S.A., 22, p. 820 (1950).
- (15) J.C.R. Licklider and I. Pollack: "Effects of differentiation, integration and infinite peak clipping upon the intelligibility of speech, J.A.S.A., 20, p. 42 (1948).
- (16) Harvey Fletcher: "Speech and hearing in Communication", p. 289, D. van Nostrand Co. Inc. (1953).
- (17) R. C. Mathes and S. B. Wright: "The "Compander" an aid against radio static", Trans. A.I.E.E., 53, p. 860 (1934).
- (18) 田宮, 平松: "定レベル交叉波の特質とその応用", 音響学誌 14, p. 143 (June 1958).
- (19) 平松, 東海, 山本, 鬼熊: "搬送波残留 SSB Clipping 波の明瞭度", 音響学会講演論文集, p. 207 (May 1960).
- (20) P. Marcou and J. Daguet: "New methods of speech transmission", Proc. of the 3rd Symposium on Information Theory, London 1955. 出版物は *Information Theory* pp. 231-244, Butterworth Scientific Publication, London (1956).
- (21) 平松, 熊川: "音声帯域圧縮の一方式-Formac", 音声分析・合成委 35. 12. 15 (ホ) 資料 (1960).
- (22) F. de Jager and J.A. Greefkes: "Frena", a system of speech transmission at high noise levels", Philips Tech. Rev. 19, 3, p. 73 (Oct. 1957).
- (23) J.A. Greeks and F de Jager: "Voice radio system for high noise paths", electronics, 30, 50, p. 53 (Dec. 11, 1959); 本誌海外論文紹介, 43, p. 642 (May 1960).
- (24) E.E. David, Jr. and H.S. McDonald: "Technique for coding speech signals for transmission over a reduced capacity digital channel", J.A.S.A., 28, p. 767 (1956).
- (25) F. de Jager: "Delta-modulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code, Philips Res. Rep. 7, p. 442 (1952).
- (26) 田中, 北浜, 山下, 壺井: "符号変調通信の一方式について, 昭 33 連大 1069 (May 1958).
- (27) Max V. Mathews: "Extremal coding for speech transmission", Trans. I.R.E. on Information Theory, IT-5, 3, p. 129 (Sept. 1959).
- (28) B. Smith: "Instantaneous compounding of quantized signals, B.S.T.J., 36, p. 653 (May 1957).
- (29) D. Gabor: "Theory of Communication", J.I.E. E. 93, III p. 429 (1946).
- (30) F. Vilbig: "An apparatus for speech compression and expansion and for replaying visible speech records", J.A.S.A., 22, p. 754 (Nov. 1950).
- (31) Bruce P. Bogert: "The vobanc-A two-to-one speech band-width reduction system", J.A.S.A., 28, p. 399 (1956).
- (32) 関: "分周と通倍を利用した新しい音声伝送方法について, 音響学誌, 14, 2, p. 138 (June 1958).
- (33) Michael J. di Toro and Stanley M. Schreiner: "Compressed frequency communication system", U.S. Patent 2,810,789 (app. May 22, 1952).
- (34) 植村, 常田: "子音母音切替えによる通話帯域圧縮について, 音響学会発表会予稿 p. 113 (1960-10).
- (35) 関: "二つの狭帯域電話方式の比較検討について-Vocoder と Vobanel", 岩崎技報 3, p. 14 (Sept. 1960).
- (36) George A. Miller and J.C.R. Licklider: The intelligibility of interrupted speech, J.A.S.A., 22, 2, p. 167 (March 1950).
- (37) 関: "音声より低い周波数で断続する時分割多重電話方式", 特許 212740.
- (38) E.E. David, Jr. and H.S. McDonald: "Note on pitch-synchronous processing of speech", J.A.S.A., 28, 6, p. 1261 (Nov. 1956).
- (39) 関: "電話の周波数帯域圧縮の一方式-FASIT", 昭 30 連大予稿 832.
- (40) 関, 中島, 多田, 早川: "周波数交代低速時分割電話方式の明瞭度", 昭 30 信学秋大予稿 (1955).
- (41) K. Bullington, J.M. Fraser: "Engineering aspects of TASI", B.S.T.J., 38, 2, p. 353 (March 1959).
- (42) E. F. O'Neill: "TASI", Bell Lab. Rec. 37, 3, p. 82 (March 1959).
- (43) K.O. Schmidt: "Frequenzbandbreite, Übermittlungszeit und Amplitudenstufenzahl (Gerauschnabstand) bei verschiedenen Nachrichtenarten in Rahmen der Shannon-Theorie", Fernmel-detechn. Z., 6, p. 555 (1953); 7, p. 33 (1954).
- (44) H.W. Dudley: "The Vocoder", Bell Lab. Rec. 18, p. 122 (1936).
- (45) H. Dudley: "Remaking speech", J.A.S.A., 11, p. 165 (1939).
- (46) 大泉, 竹内, 鈴木: "東北大学の Vocoder について", 第 2 回音声の分析・合成委資料 (Jan. 1958).
- (47) 音響学会シンポジウム資料 (May 1958); 昭 35 関西支部連大「音声シンポジウム」資料 (Oct. 1960).
- (48) H. Seki and S. Muroga: Some considerations regarding encoding, decoding and recording of speech", Question 44., C.C.I.R. VI th Plenary Assembly Proposal, Geneva (1951).
- (49) F. Vilbig and K.H. Haase: "Some systems for speech-band compression", J.A.S.A., 28, p. 573 (Nov. 1956).
- (50) E. Peterson and F.S. Cooper: "Peak picker—a band-width compression device", J.A.S.A., 29, p. 777 (1957) abstract.
- (51) M.R. Schroeder: "Recent progress in speech coding at Bell Telephone Laboratories", Paper 501, 3rd Intern. Congr. on Acoustics, Stuttgart, (Sept. 1-8, 1959).
- (52) C.P. Smith: "Speech data reduction: voice communications by means of binary signals at rates under 1000 bits per second, U.S. Air Force Cambridge Research Center, TR 57-111, ASTIA Doc. No. AD 117290 (Jan. 1957).
- (53) C.G.M. Fant: "Acoustic analysis and synthesis of speech with applications to Swedish, Ericsson Tech. 15, 1, p. 1 (1959).
- (54) James L. Flanagan: "Bandwidth and channel capacity necessary to transmit the formant information of speech", J.A.S.A., 28, 4, p. 592 (July 1956).
- (55) E.W. Ayers, et al: "Speech synthesizers using



- formant principles", Res. Rep. No. 20315, B.P. O. Research Station (August 1959).
- (56) S.J. Campanella: "A survey of speech bandwidth compression techniques", Trans. I.R.E. on Audio, AU-6, No. 5, p. 104 (1958).
- (57) S.W. Chang, R.E. Bach, C.R. Howard and R. Sukys: "The formoder as a tool for speech studies", Proc. of Semi on Speech Compr. and Processing, AFCRC, Bedford, Mass., U.S.A., AFCRC-TR-59-198 (Sept. 1959).
- (58) C.R. Howard: "Speech analysis-synthesis schemes using continuous parameters", J.A.S.A., 28, p. 1091 (1956).
- (59) W.A. Munson, H.C. Montgomery: "A speech analyzer and synthesizer", J.A.S.A., 22, p. 678 (1950) Abstract.
- (60) L.G. Stead and E.T. Jones: "The SRDE speech bandwidth compression project", Proc. Semi. on Speech Comp. and Process., AFCRC, Bedford, Mass. U.S.A., AFCRC-TR-59-198 (Sept. 1959).
- (61) J.L. Flanagan and A.S. House: "Development and testing of a formant-coding speech compression system" J.A.S.A., 28, 6, p. 1099 (Nov. 1956).
- (62) J.L. Flanagan: "A resonance-vocoder and base-band complement: A hybrid system for speech transmission", I.R.E. Wescon Cov. Rec. p. 5 (1959).
- (63) K.H. Davis, R. Biddulph and S. Balashek: "Automatic recognition of spoken digits", J.A.S.A., 24, 6, p. 637 (Nov. 1952).
- (64) H. Dudley and S. Balashek "Automatic recognition of phonetic patterns in speech", J.A.S.A., 30, p. 721 (1958).
- (65) H.F. Olson and H. Belar: "Phonetic typewriter", J.A.S.A., 28, p. 1072 (1956).
- (66) J. Dreyfus-Graf: "Le typo-sonographe phonétique ou phonétograph", Techn. Mitt. Sweiz. P.T.T., 30, p. 363 (1952).
- (67) D.B. Fry, P. Denes: "The solution of some fundamental problems in mechanical speech recognition", Language and speech, 1, p. 35 (1958).
- (68) G.W. Hughes and M. Halle: "Identification of speech sounds by means of a digital computer", J.A.S.A. 31, p. 113 (Jan. 1959) abstract.
- (69) J.W. Forgie and C.D. Forgie: "Results obtained from a vowel recognition computer program", J.A.S.A., 31, p. 1480 (1959).
- (70) 前田, 坂井, 他: "音声タイプの基本設計", 通信学会オートマチック・自動制御研委資 (Jan. 1960).
- (71) 大泉, 鈴木: "Vocoder および母音認識の研究", 東北大通研部内資料 (1959).
- (72) 加藤: "日本語母音の識別に関する実験", 音響学誌, 14, p. 300 (1958-12).
- (73) 北村, 川勝: "音声自動識別方法", 昭35 連大 1051
- (74) 猪股: "母音認識プログラムの予備実験", 音声分析・合成委資料 (1960-10).
- (75) C.G.M. Fant: "Speech communication research", Ingen. Vetensk. Akad. (Stockholm) 24, p. 331 (1953).
- (76) C.M. Harris: "A study of the building blocks", J.A.S.A., 25, p. 962 (1953); "A speech synthesizer", J.A.S.A., 25, p. 970 (1953).
- (77) K. Küpfmüller and O. Warns: "Sprachsynthesen aus Lauten", Nachrichten. Fachber. 3, p. 28 (1956).
- (78) A.M. Liberman, et. al.: "Minimal rules for synthesizing speech", J.A.S.A., 31, p. 1490 (1959).
- (79) K.N. Stevens: "Synthesis of speech by electrical analog Devices", J. Audio Eng. Soc., 4, p. 2 (1956).
- (80) W.S.Y. Wang and G.E. Peterson: "Segment inventory for speech synthesis", J.A.S.A., 30, p. 743 (1958).
- (81) O. Fujimura: "Sound synthesizer with optical method", J.A.S.A., 30, 1, p. 56 (Jan. 1958).
- (82) 大泉・久保: "音声の合成について", 音響学誌, 10, 3, p. 155 (1954-09).
- (83) 牧田: "電気的合成法による母音および子音の研究", 音響学誌, 5, 5-1, p. 1 (1944-05).
- (84) 中田, 鈴木: "音声合成装置およびその実験", 音声の分析合成委資料 (1959-07).
- (85) 猪股: 新しい音声発生方式 SSS, 電通学会インホメーション研委資料 (1959-07).
- (86) H. Dudley: "Phonetic pattern recognition vocoder for narrow-band speech transmission", J.A.S.A., 30, p. 773 (1958).

UDC 621.397.2.018.422

## 4.2 テレビ伝送\*

正員 鈴木 桂 二

(日本放送協会技術研究所)

## (1) は し が き

現在の放送用テレビ映像信号は、数 Mc の帯域幅を占め、この帯域幅で多電電話を伝達すれば、少なくとも

も数百チャネルの電話の伝送ができ、いかにその帯域幅の広いかうかがわれる。もしこの帯域幅を大幅に圧縮節約できれば、多くの他のチャネルへの利用の道も開け、通信技術分野に革命的な変革がもたらされるであろう。

このためこれまで多くの通信技術者によって、その具体化が進められ、すでに閉回路テレビ方式、テレビ

\* Bandwidth Reduction Systems for Television Signal. By KEIJI SUZUKI, Member (NHK Technical Laboratories, Tokyo). [資料番号 5104]



とがある。フリッカは毎秒の像数と明かるさに関係し、後者は運動の連続性の見地からテレビジョンでは 30 フレーム、または 25 フレーム、35 mm フィルムでは 24 フレームにしている。したがって伝送画面の毎秒像数を減少すれば帯域幅を減少し得るが、フリッカと運動性から自ら限界が生ずる。しかし電話テレビや銀行テレビなどでは割合静止画像の伝送に近いので、送像側では毎秒像数を減少し、これを低速度走査し伝送し、受信側で再生された同一画面を高速度で数回くり返し使用する法がとられる。標準方式の信号を取り扱う特殊方式としては、視覚の性質を利用するドットインタレース方式がある。この方式は 1 フィールドの情報を減少して伝送する方式であり、この場合には 1 フィールドの画素数は 1/2 になる故、フィールド数を同一にとれば帯域幅は 1/2 になる。しかしこの場合にはドット・クロールが生ずるから画面を形成するドット配置には注意が必要である。

(iii) 眼の差感度 つぎに眼は輝度が急激に変化するところは、ある臨界値以上しか認識しない性質がある。この輝度の差を知る力が差感度である。差感度は前述せる解像力や残像ほど帯域幅に密接に関係しない。ただ特別な符号化法を行なったあとのコントラストの段階数は必要な伝送路の帯域幅に関係する。他方この差感度は走査線上の一つの画素の有する情報の信号対雑音比に関係する。鈴木的方式および R.E. Graham 方式は眼の差感度を利用する方式にはかならない。

(vi) 色覚 カラーテレビでは赤、緑、青の三原色を送る必要上、一見白黒テレビの約 3 倍の帯域幅を必要とするように考えられるが、眼の解像力は色によって著しく相違するから、必ずしも白黒テレビの 3 倍を必要としない。これは視覚心理によるものであって

(イ) 画面の小さな細部は白黒だけであらわす。

(ロ) 中位の面積は二色であらわす。

(ハ) 大きな面積を占めるものは三原色をあらわす。

このような性質を利用して色度信号の帯域幅を圧縮伝送している。

(b) 画面の統計的性質の利用

(i) 画面のもつ情報量 いま、テレビ画面の全画素数を 250,000 個と考えよう。この各点の輝度レベルを 100 レベル認識できるとすれば、

$$100^{250,000} = 10^{600,000} = 2^{1,660,965}$$

だけ可能な画面の種類が存在する。この画がすべて一

様な確率で存在し得るならば、一枚のもつ情報量は、

$$H = 1,660,965 \text{ bits/frame}$$

であるが、実際放送されている標準方式の画像は極めて限定されている。したがってこれは情報の上限であり、現在のテレビ回線はこの上限を充分伝送し得る能力を有している。したがって当然伝送帯域圧縮の可能性がある。

(ii) 画面の統計的な冗長度 帯域幅  $W$  のテレビ映像信号は  $1/2 W$  の時間間隔 (Nyquist 間隔) でサンプルし、その振幅のみを取り出して、離散的信号にした場合、後者から前者が完全に再現できる。このため連続信号とこの離散信号とは統計的に多くの点で等価な性質を有するから、以下説明の便宜上この離散的信号を取り扱う。いま  $x$  なるサンプル信号をとり、画面各点の輝度レベルを  $n$  レベルとし、振幅が  $n$  レベルのいずれかとなる確率は一様でない。信号振幅が  $i$  番目のレベルとなる確率を  $p(i)$  とすれば、1 サンプル当たり平均可能な最大情報量は

$$H(x) = - \sum_{i=1}^n p(i) \log p(i) \quad (1)$$

となる。 $H(x)$  の最大となるのは  $p(i) = 1/n$  のとき、すなわちすべての符号が等確率で生起する場合である。つぎに 2 個サンプル  $x, y$  を考え、 $x$  がある振幅レベル  $i$  をとり、 $y$  が振幅レベル  $j$  をとる確率を  $p(i, j)$  とすれば  $x, y$  の結合エントロピーは

$$H(x, y) = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n p(i, j) \log p(i, j) \quad (2)$$

となる。

ここで  $x$  が  $i$  という振幅をとることが判っているとき、 $y$  が  $j$  という振幅をとる確率を  $p_i(j)$  とすれば

$$p_i(j) = \frac{p(i, j)}{p(i)} \quad (3)$$

つぎに  $x$  の振幅がずっと判っているとき、 $y$  の振幅がすべてに知られる場合得られる情報量の平均値を、 $x$  に対する  $y$  の条件つきエントロピーと称し次式で与えられる。

$$H_x(y) = - \sum_i \sum_j p(i, j) \log \frac{p(i, j)}{p(i)} \quad (4)$$

$$\therefore H_x(y) = H(x, y) - H(x) \quad (5)$$

となる。

同様にして異なる三つの画素  $x, y, z$  をとり出し、 $x$  がある振幅レベル  $i$ 、 $y$  がある振幅レベル  $j$ 、 $z$  がある振幅レベル  $k$  をとることを知った場合得られる情報量の平均値  $H(x, y, z)$  は



$$II(x, y, z) = - \sum_i \sum_j \sum_k p(i, j, k) \log (i, j, k) \quad (6)$$

となる。

$P(i, j, k)$  を  $x, y, z$  が振幅レベル  $i, j, k$  をとることが起こる確率とすれば、

$$p(i, j, k) = p(i, j) p_{ij}(k) \quad (7)$$

また  $x$  が  $i, y$  が  $j$  であることがわかっているとき、 $z$  が  $P_{ij}(k)$  をとることによって得られる情報量の平均値  $H_{xy}(z)$  は次式であたえられる。

$$\begin{aligned} H_{xy}(z) &= - \sum_i \sum_j \sum_k p(i, j, k) \log \frac{p(i, j, k)}{\sum_k p(i, j, k)} \\ &= - \sum_i \sum_j \sum_k p(i, j, k) \log (i, j, k) \\ &\quad + \sum_i \sum_j p(i, j) \log p(i, j) \\ &= H(x, y, z) - H(x, y) \end{aligned} \quad (8)$$

これよりも隣接画素間のみ相関があれば、大部分の画素に対しては、画素の情報量は  $H_x(y)$  と考えられる。W. Schreiber は第三次の相関は第二次の相関以上に重要であるとして調査をしたが、この測定結果からは第三次以上の相関はあまり重要でないことが明らかにされた。

したがって画素に対する冗長度はつぎのようになる

$$II_M - H_x(y) \quad (9)$$

ここに  $H_M$  = もし  $P(i)$  が  $i$  に独立で  $\log n$  に等しいときの  $H(x)$  の最大値

いま、この冗長度を二つに分けて

$$\{II_M - II(x)\} + \{II(x) - H_x(y)\} \quad (10)$$

となる。第一の部分は信号値自体の統計的分布に係り、第二の部分は隣接画素に対する信号値の差の統計的分布に係る。したがって、以下では後者の  $\{II(x) - H_x(y)\}$  のみを考える。輝度の統計的分布に含まれる冗長度は原理的には帯域幅を圧縮できる可能性があるが、現在これを可能にすることは非常に困難である。いまこの狭義の冗長度を  $R$  で表わせば、

$$R = II(x) - H_x(y) \quad (11)$$

となり、情報量の最大値に対する率は

$$\frac{H(x) - H_x(y)}{H_M} \times 100\% \quad (12)$$

したがって理論的には帯域幅は次式のように減少し得る。

$$\frac{H_M - \{II(x) - H_x(y)\}}{H_M} \times 100\% \quad (13)$$

しかし、この値は決して実現し得る値と考えられな

い。統計的な性質を考慮して非常に複雑な方式や記憶装置を使用しなければならないからである。

つぎに W. Schreiber は図3の図面について、輝度



A 画面



B 画面

図3 Schreiber の測定に使用した図面

を 64 レベルに分け、相隣る 2 個の画面の輝度をそれぞれ  $x, y$  にとって  $P(i, j)$  を測定した結果を、図4のように報告している。同図で  $i=j$  近傍で相当尖鋭なピークをとる確率が大きいことを示している。また相隣る 3 個の画素を  $(x, y, z)$  にとって、 $P(i, j, k)$  を求めたのが図5である。これら二つの画素がほぼ同じ振幅をとる確率は相当大なることがわかる。

なお図6は図3(A)の画面の一次信号振幅の確率分布である。したがって図4、図5、図6などから  $P_i, P(i, j)$  の確率分布が求まれば、表1が得られる。

表 1

測定した画面	$H(x)$ bits	$H(x, y)$ bits	$H_x(y)$ bits	$H(x, y, z)$ bits	$H_{xy}(z)$ bits
A (複雑な画面)	5.70	9.06	3.36	—	—
B (簡単な画面)	4.39	6.31	1.91	7.80	1.49

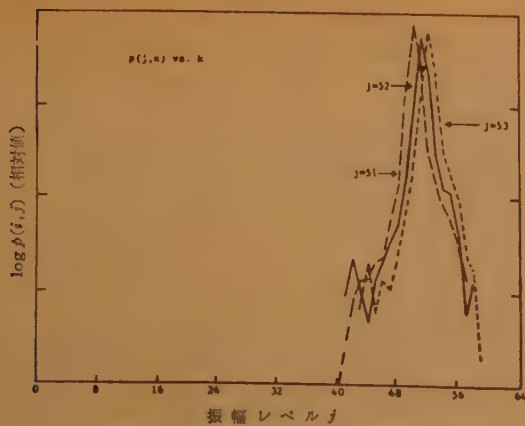
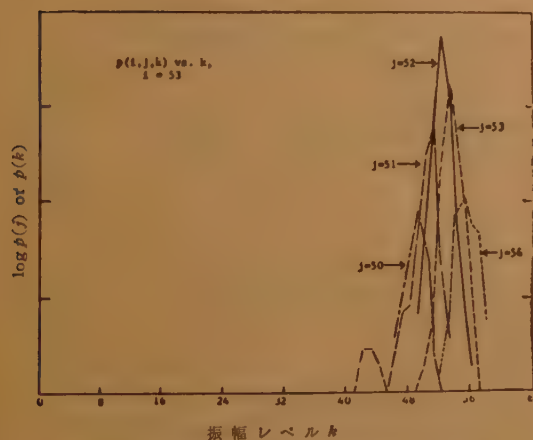
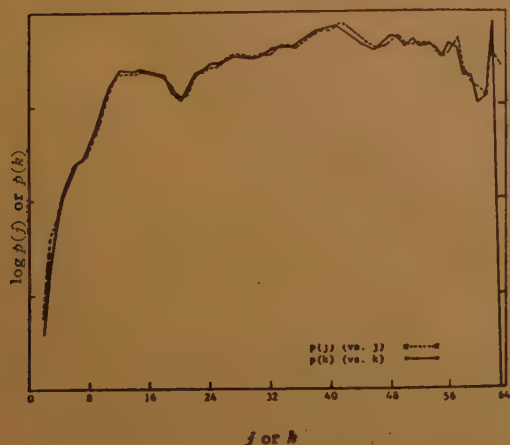
図 4 二次確率分布  $(i, j)$  の測定例図 5 三次確率分布  $(i, j, k)$  の測定例 ( $i=53$ )

図 6 一次確率分布

これより

$$H_x(y) = 3.36 \text{ bits および } 1.91 \text{ bits}$$

$$H_{xy}(z) = 1.49 \text{ bits}$$

平均の  $H_x(y)$  はサンプル当り 2.62 bits である。

一方 Kretzmer は自己相関関数  $n(\tau)$  を測定している。特別な条件のもとでは信号の統計的分布中に自己相関と、パラメータの間の直接な関係を求めることができる。この場合

$$\begin{aligned} R &= H(x) - H_x(y) \\ &= -\frac{1}{2} \log \{1 - n(\tau_0)^2\} \end{aligned} \quad (14)$$

となる。画素当り 3.5 bits となる。

### (c) 予 測

帯域圧縮を行なうには、まずテレビ信号の輝度レベルの相関を除く、いわゆる低相関化をしたのち、これを符号化する必要がある。この相関を除く操作が予測である。

いま  $S_{0,0}$  を現在のテレビ信号のサンプルした振幅値とし、 $S_{1,0}, S_{2,0}, \dots$  を過去サンプル振幅値とし、現在のサンプル値に対し予想される振幅  $S_P(t)$  は

$$S_P(t) = f(S_{1,0}, S_{2,0}, \dots) \quad (15)$$

となる。このとき  $S_{0,0}$  と  $S_P(t)$  との差  $e$  を誤差信号

$$e = S_{0,0} - S_P(t) \quad (16)$$

という。いま図 7 で送信側で  $e$  をとり、これを適当に

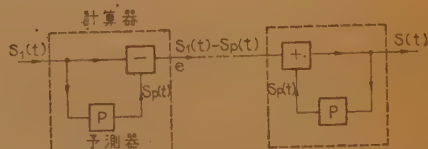


図 7

符号化伝送し、再び復号化して受信側で送信側と逆操作をする。(15)の関数系が複雑な場合には当然低相関化装置も複雑となる。普通行なう予測は直線性予測で

$$\begin{aligned} S_P(t) &= a S_{1,0} + b S_{2,0} + c S_{3,0} \\ &+ \dots \end{aligned} \quad (17)$$

である。

ここに  $a, b, c$  は適当に選んだ定数。

図 8 はテレビ・ラスタ上の一部の各画素に番号を付したもので、各画素は Nyquist 間隔にある。

つぎに予測には以下に示すように簡単なものから複雑なものがある。

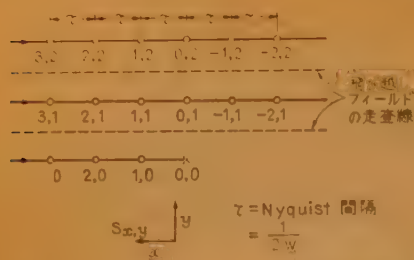


図8 テレビジョン・ラスタ内の各画素の関係  
( $S_{0,0}$  は信号の現在の値)

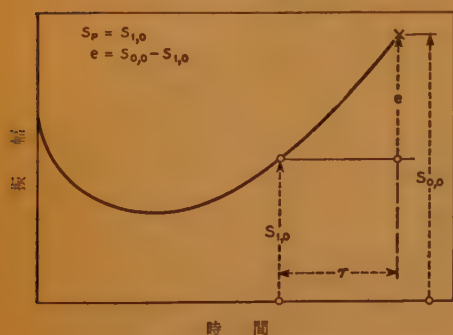


図9 前値予測例

(i) 前値予測 (図9 参照)

$a=1, b=0$  とした場合

$$\left. \begin{aligned} S_P &= S_{1,0} \\ e &= S_{0,0} - S_{1,0} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

この予測では 1 Nyquist 間隔前の信号振幅をもってそのまま現在の信号振幅とする。

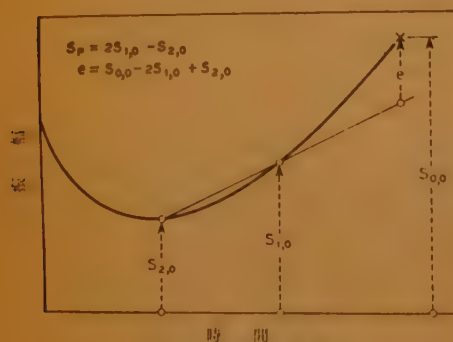


図10 傾斜予測図

(ii) 傾斜予測 (図10 参照)

$a=2, b=1, c=0, d=0$  とした場合

$$\left. \begin{aligned} S_P &= 2S_{1,0} - S_{2,0} \\ e &= S_{0,0} - 2S_{1,0} + S_{2,0} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

現在の直ぐ前2個の信号値をもって、その信号の変化度をそのまま現在まで延長したものを現在値として予測する。

$$e = (S_{0,0} - S_{1,0}) - (S_{1,0} - S_{2,0}) \quad (24)$$

前値予測回路を2個連続すれば傾斜予測となる。

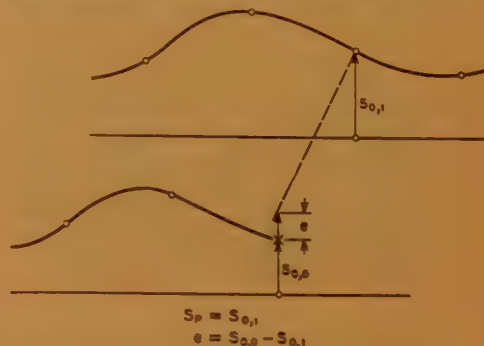


図11 前線予測図

(iii) 前線予測 (図11 参照)

走査線1本前で、且つ現在の点のすぐ上の点の振幅値が、そのまま現在も繰り返されるとする。

$$\left. \begin{aligned} S_P &= S_{0,1} \\ e &= S_{0,0} - S_{0,1} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

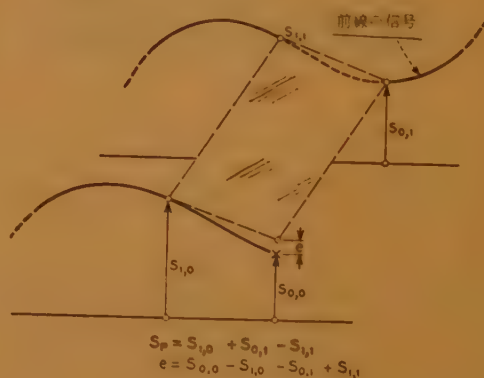


図12 平面予測図

(iv) 平面予測 (図12 参照)

一本前の走査線上の振幅変化  $S_{0,1} - S_{1,1}$  がそのまま現在の走査線上でも繰り返されるものとして、 $S_{0,1}$  から  $S_P$  を定める方法であり、

$$\left. \begin{aligned} S_P &= S_{1,0} + S_{0,1} - S_{1,1} \\ e &= S_{0,0} - S_{1,0} - S_{0,1} + S_{1,1} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

となる。

以上のごとき予測を行なうには、図13のような直線予測回路を必要とする。



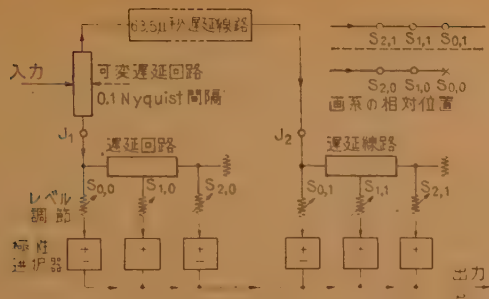


図 13 各種直線予測を行なう回路の系統図

### (3) 各種テレビ信号の帯域圧縮方式

いずれの帯域圧縮方式も大きく分けて図 14 のように二つの操作を行なっている。まず第一に原信号を何らかの方法で冗長度の少ない信号に変換する（低相関化）。第二はこの低相関化された信号を適当な符号化を行なって、狭帯域信号に変換する操作（狭帯域化）



図 14 帯域圧縮化方式

であって、ときに狭帯域化のための多重化を巧みに行なう場合もある。

### (4) 各種のテレビ帯域圧縮方式

いま、代表的な諸方式を取りまとめ分類すれば表 2 のようになる（各種帯域圧縮方式はいろいろの考えを併用しているので単なる 1 つの私案分類表である。他にもいろいろと分類できる）。以下は便宜上使用目的から類別したものであり、以下その構成を説明しよう。

#### (a) 狭帯域通信用の閉回路テレビ方式

この種のものとしては狭帯域の電話線で、比較的静止に近い画面を送るテレビ電話や、銀行の小切手を送る銀行テレビおよび狭帯域の短波でテレビの駒取り速報する方式などがある。いずれも蓄積管、磁気テープ、フィルムなどの記憶装置が使用される。

#### (i) テレビ電話方式<sup>(16)</sup> Bell Telephone 研究所で開発したテレビ電話は、走査線 60 本で各水平走査線はそれぞれ 40 画素よりなり、1 枚の全面素数は 2400 である。これを 2 秒間に 1 枚づつの割合で伝送すると、必要な帯域幅は 600 c/s となる。しかし走査を 2 秒に 1 回すれば、被写体が動くと画がぼけるの

表 2 各種テレビ信号帯域圧縮方式の比較

		低相関化	狭帯域化	帯域圧縮方式
テレビ信号帯域圧縮方式	視覚心理の利用	解像力の低下を利用	符号化	低速度走査 → 電話テレビ方式
			特殊サンプル	銀行テレビ方式
		多重化	特殊走査	映像サンプリングコンバータ
			特殊走査	スパイラル走査方式
		視覚の利用	フィールド交代	Dome の方式
	眼の差感度の利用	多重化	ライン交代	村主・中田方式
			ドット交代	ドットインターレース方式
		符号化	特殊サンプル	沢崎・岩崎方式
			高域レベル減	単量子化方式
	色覚の利用	符号化	高域符号化 (位置, 振幅)	Schreiber 方式
			Δ 変調	Graham 方式
		多重化	輪廓検出端点伝送	Julesz 方式
			周波数分割	NTSC 方式
		符号化	色度符号化	Valenci 方式
統計的性質の利用	無予測	符号化	位置	可変速度走査方式
			位置, 振幅	ドット停止方式
	予測	分配ばらまき	Shannon-Fano 符号化	Gouriet 方式
			Shannon-Fano 符号化	根本リングカウンタ方式
		傾斜予測	Shannon-Fano 符号化	根本方式

で、走査としては毎秒 20 フレームにし、そのうち 1 フレームのみを選別し、これを毎秒 20 回転する磁気ドラムに記録し、この記録信号を 40 倍時間を延し低速度で読みとれば 2 秒間で 1 フレームの信号が得られる。同時にこの磁気ドラムの記録は消去されて、新しい信号の記録に準備される。つぎにこの 600 c/s 映像信号を 1200 c/s の搬送波に振幅変調し、600~1800 c/s の帯域幅の両側信号として狭帯域伝送路を伝送する。なお撮像管にはビディコン、受像管には直視形の蓄像管が使用されている。図15は電話テレビ装置である。



(モニタの上にビジコンカメラが見えている)

図 15 テレビ電話装置

(ii) 銀行テレビ方式<sup>(17)(18)</sup> 銀行の小切手などの静止画像を電送する方式で、水平走査は 60 c/s、垂直走査は 2~7 c/s で受像管には P7 または P19 の残光性ブラウン管が使用されている。垂直解像度はフレーム周期が 3 秒ならば

$$N = 60 \times 3 = 180$$

で、フレーム周期を変えることによって可変にしている。水平解像度を 500 本にとれば伝送回線の帯域幅は 15 kc/s となる。しかし受像管の特性はこれまでに至っていないので、普通解像度 260 本、帯域幅 8 kc/s でよい。これでロールオフ効果により 300 本まで見えるようにしている。このほか 50 kc/s の伝送帯域幅にテレビ伝送せんとする S. Deutch の方式などがある。

(iii) 通常の映像信号源から低速走査映像信号を得る方式(映像サンプリングコンバータ)<sup>(19)</sup> 図 16 のように標準の映像信号を、その水平走査周波数  $f_H$  より低い繰り返し周波数  $f_H - f_s$  の充分幅の狭いゲートパルスを用いサンプリングすれば、図 17 のようにラスタ上 a, b, c の画素が順次にサンプルされるから、ゲート・パルス信号を低域ろ過器を通過せば、原映像信号のフィールド周波数で垂直方向に線走査し、 $f_s$  で水平方向にフレーム走査をする低速度走査の映像信号

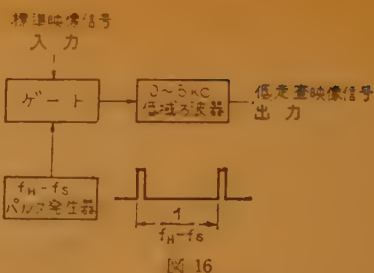


図 16

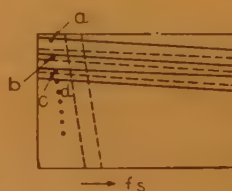


図 17

が求められる。なおサンプリング定理ではサンプル周波数の 1/2 までの周波数成分が得られるはずである。したがって大体サンプリング周波数の 1/3 の 5 kc/s までの周波数成分が得られ、これが低速度走査映像の垂直方向の解像度を決定する。受像管には P7 の残光性ブラウン管が使用されている。

#### (b) 特殊走査方式

走査方式として図 18 のようなスパイラル走査方式を利用すれば、解像度は画面の中心部が高く、外周に行くとき解像度は低下し、視覚の性質を利用して帯域幅の減少が期待される。実際の偏向は 50 c/s のきょ歯状波で変調された 15 kc/s の正弦波を両偏向コイルに利用し、位相関係を適当にすればよい。この方式はフランスの Derveaux 研究所の工業用テレビに使用されている。

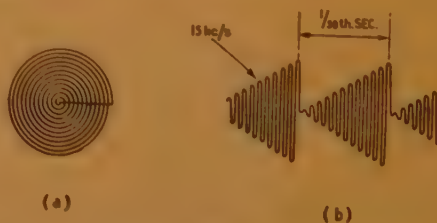


図 18

#### (c) 特殊時分割伝送方式

この方式に属するものとしては、映像信号を適当に帯域分割し、フィールドごとに時分割伝送する方式、または画面内で画素ごとにサンプル伝送するドットインターレース方式などがある。いずれも視覚の性質を利用して、送るべき情報をできるだけ少なくして伝送する方式である。

#### (1) Dome 中域、高域フィールド交代伝送方式<sup>(22)</sup>

<sup>(23)</sup> R.B. Dome は現在のテレビ標準方式信号の帯

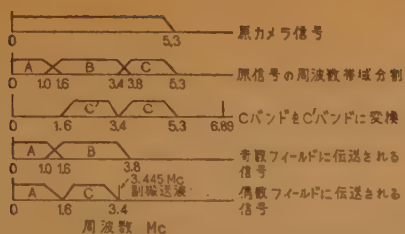


図 19 Dome 方式送信側の周波数変換過程

域幅を 5.3 mc/s に拡張して、従来より約 50% 水平解像度を増加させる高鮮明度テレビ方式を提案した。原理は図 19 のように (a) の原カメラ映像信号を、(b) のように周波数帯域分割により低域信号 A、中域信号 B、高域成分 C、の 3 部に分け、(c) のように C 帯域信号をヘテロダインにより中域信号 C' に変換する。つぎに (d) 示にすように奇数フィールドには A 信号と B 信号を伝送し、つぎに (e) のように偶数フィールドには A 信号と C' 信号を伝送し、いわゆるフィールドごとの時分割交代伝送により狭帯化伝送を行なう。つぎに受信側では図 20 のような送信側の逆変換を行なって視覚の心理的效果により高鮮明度画像を再現する。

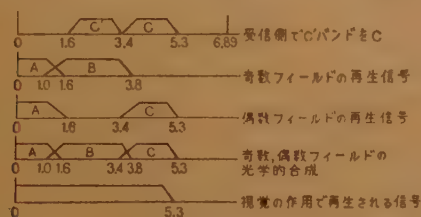


図 20 Dome 方式の受信側の周波数変換過程

(ii) 低速時分割 (ライン) 周波数帯域交代伝送方式<sup>(24)(25)</sup> 村主、中田氏は、現在の標準方式の二つのテレビ映像信号を周波数分割し、ライン周期ごとに交代伝送し、これにより 2 チャンネルを伝送し等価的に狭帯域伝送を行なう方式を提案した。すなわち表 3 のように送信端で二つのテレビ信号の高域信号と低域信号を、水平走査期間ごとに交代伝送して送信する方式

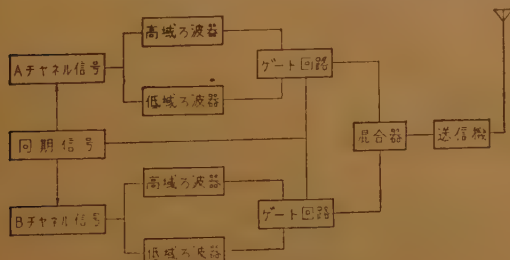


図 21 送信回路の低速時分割 (ライン) 周波数帯域交代伝送方式

表 3 低速時分割 (1 ライン) 周波数帯域交代伝送方式

高域	$B_H$	$A_H$	$B_H$	$A_H$	$B_H$	
低域	$A_L$	$B_L$	$A_L$	$B_L$	$A_L$	
	$1/f_h$	$2/f_h$	$3/f_h$	$4/f_h$	時間	

(a) 送信側信号

高域	$A_H'$	$A_H$	$A_H'$	$A_H$	$A_H'$	
低域	$A_L$	$A_L'$	$A_L$	$A_L'$	$A_L$	
	$1/f_h$	$2/f_h$	$3/f_h$	$4/f_h$	時間	

(b) 受信再生記号 A チャンネル

高域	$B_H$	$B_H'$	$B_H$	$B_H'$	$B_H$	
低域	$B_L'$	$B_L$	$B_L'$	$B_L$	$B_L'$	
	$1/f_h$	$2/f_h$	$3/f_h$	$4/f_h$	時間	

(c) 受信再生記号 B チャンネル

$A_L$  A チャンネル低域信号  
 $A_L'$  A チャンネル低域遅延信号  
 $A_H$  A チャンネル高域信号  
 $A_H'$  A チャンネル高域遅延信号  
 $B_L$  B チャンネル低域信号  
 $B_L'$  B チャンネル低域遅延信号  
 $B_H$  B チャンネル高域信号  
 $B_H'$  B チャンネル高域遅延信号

である (図 21)。受信側ではこの信号を受信し、送信側で時分割交互伝送によって、欠除された低域、あるいは高域信号を一水平走査期間遅延した信号をもってはめ込む多重伝送方式である (図 22)。

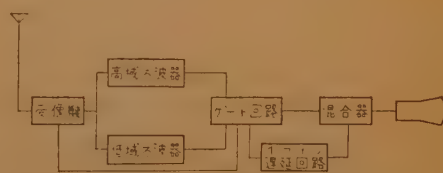


図 22 テレビジョンの低速時分割周波数帯域交代伝送方式受信側 1 チャンネル再生回路

(iii) ドット・インターレース方式<sup>(26)</sup> 図 23 は現在のテレビ標準方式に採用されている飛び越し方式のラスタ上のパターンを図示したものである。ここに示すドットインターレース方式は、線飛び越しの走査方式と同様な考えで、水平方向に画素を一つずつ飛び

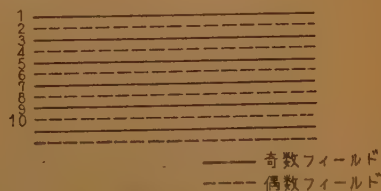


図 23 飛び越走線方式パターン



越す走査方式で、図24はこのときのドットパターンを図示したものである。

1 A C A C A C  
2 B D B D B  
3 C A C A C A  
4 D R D B D  
5 A C A C A C

A:第1フィールド C:第3フィールド  
B:第2フィールド D:第4フィールド

(iv) 高域信号のド

ット・インターレース

図24 ドットインターレース方式パターン

合わせた方式<sup>(27)</sup> 沢崎、岩崎氏は、ドットインターレース方式の点構造妨害を軽減する目的で、図25のように映像信号の低域信号はそのまま伝送し、高域信号に特殊のドットインターレース方式を組合わせた。

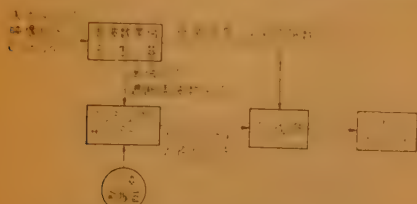


図25 高域信号ドットインターレースと低域信号の組合せ方式

すなわちテレビ信号がほとんど周期的信号であることを利用して、サンプルの時間間隔を

$$nt = \frac{n}{2f} \quad (22)$$

とすれば、テレビ信号の周波数スペクトルは $n$ 回折りたたまれることになる。したがって低域ろ波器によって帯域幅を $1/n$ にしても情報は失われない。この場合一つの画面の全情報を伝送するには $2n$ フレームかかるから、点構造によるちらつきの軽減を考慮する必要がある。一方テレビ信号では低周波信号に輝度信号の大部分があるため、映像信号を低域、高域信号に分割し、低域信号はそのまま伝送し、高域信号をドットインターレースにすれば、比較的ちらつきを少なくして狭帯域化伝送することができる。

(d) 高域、低域分離処理伝送方式

標準方式のテレビ映像信号をまず高域と低域信号に分割し、輝度を表わす低域信号はいずれの方式もそのまま伝送し、輪廓パルスを表わす高域信号は適当に処理して帯域圧縮化する方式である。高域信号の帯域圧縮化方式として、榎本氏はリングカウンタ方式を、筆者らは高域パルスのレベルを3 bitsに限定し、適当な条件下で波形修正し、さらにこの正負単量量子化パルスを単純なませ、あるいは逆PCM法で等間隔パルスにして狭帯域化をはかる方法をとっている。他方 W.F. Schreiber は、高域パルスはその振幅と位置情報を正

確に伝送するため、蓄積管を利用してその符号化を行っている。

(i) 榎本氏のリングカウンタ方式<sup>(28)</sup> テレビ信号の相関関数は E. Kretzmer の測定結果によると、図26のように原点付近では

$$\rho(x) = e^{-\alpha x^2} \quad (23)$$

のような指数関数で近似させ、大写し的时候は $\alpha$ が小さく、遠景的时候には $\alpha$ が大きくなる。

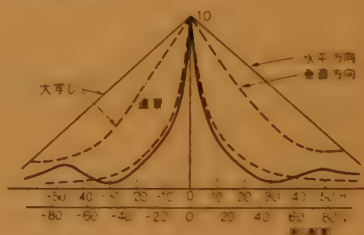


図26 画像の相関関数

一方この画像の相関関数と指数関数との差には、小さくゆるやかに変化するものが残る。これに相対するものは、テレビ信号の低周波成分であって、高周波成分は指数関数であらわされる。



図27 不規則に符号変化する過程

図27のようにポアソン過程に従がい、 $t$ 時間の間に符号変化が $n$ 回起こる確率 $P_n(t)$ は

$$P_n(t) = e^{-at} \frac{(at)^n}{n!} \quad (24)$$

であって、このときの相関関数 $\rho(t)$ は

$$\rho(t) = e^{-2at} \quad (25)$$

となる。したがってテレビ映像信号の高周波成分は振幅が異なるこのような過程の集合と考えられ、このような方形波の高さとその位置変化のみを送ればよい。

ここに大幅な信号の帯域幅圧縮が可能である。

図28は榎本氏の圧縮方式で、まず信号を低域と高域に二分し、高域信号を微分し、パルスとし、このパ

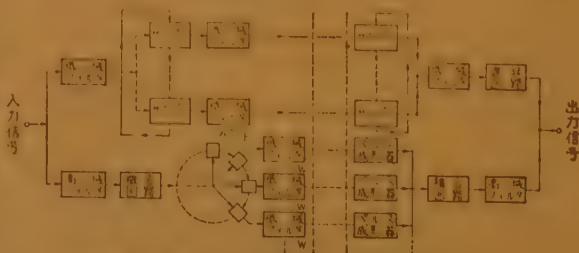


図28 榎本氏のリングカウンタ方式の回路図

ルス入力で動作するリングカウンタを動作させ、これによってゲートが開閉され、パルスを順次各チャネルに分離し伝送し、受信端でなまり波形を再生する。この場合高域パルス信号の帯域幅は分離チャネル数の帯域幅になる以上に帯域幅の圧縮化ができる。

(ii) 単量子化方式<sup>(29)(30)</sup> 筆者らは、テレビ信号の高域信号は伝送する情報量の輪廓信号を、低域信号はその修飾信号と考え、画像の輪廓信号は、その情報が主として位置符号にあって、その輝度レベル段階は必ずしも多くを必要としないことに注目した。たとえば単一レベルで画いても画像は変わらない。したがって低周域信号はそのレベル数は多く必要であるが、高域信号は極端にレベル段階数を少なくしても、適当な波形修正を加えれば差支えないことを提案した。図 29 のように、テレビ信号を高域信号と低域信号にわ



図 29 単量子方式

け、高域信号（または微分信号）を単量子符号化して +1, 0, -1 のパルスに変換し、これに適当な符号化を施して狭帯域伝送路を通して伝送し、受信側でこの符号化信号の変換をし、また波形判別を行なって位置符号化パルスを再生するのである。

つぎにこのパルスから新しい修正信号を作って、この信号を前の低域信号成分と合成してもとの信号を再生する。図 30(a) の原波形を低域信号、高域信号に分ければ、それぞれ図 (b), (c) の波形となる。(c) なる



図 30 単量子化伝送方式の波形図

波形を単量子化レベル信号に変換すると (d) なる波形となる。このまま直接低周波成分と合成したのでは、合成波形は原波形に比し相当のひずみを生ずるから、単量子化パルス信号を (e) のような、より適当な修正波形を作り、これを低域信号に合成すれば原波形に近似させることができる。これは視覚の性質を充分利用するとともに符号化により  $1\mu\text{s}$  あたりの bits 数を減少させている。

圧縮化方式としては、この単量子化符号化パルスを利用すれば、各種の簡単な圧縮方式が可能となる。

(イ) 単純なまらせ方式<sup>(31)(32)</sup> 筆者の方式は図 31 に示すように、送信機から伝送された単量子パル

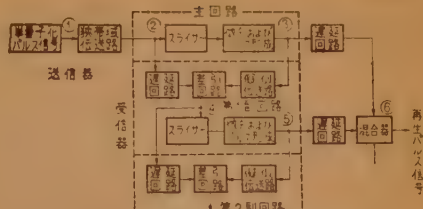


図 31 単純なまらせ方式再生回路

ス群をそのまま狭帯域伝送路を通せば、なまった波形となって受信器に到達する。このなまり信号を受信器で一定レベルをスライスし、これを微分してパルス成

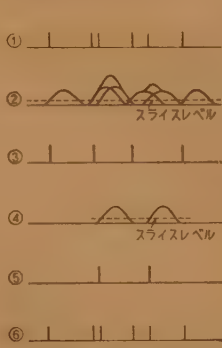


図 32 単純なまらせ方式再生回路各部波形

群を再生する。図 32 はその各部の波形を示している。

(ロ) 逆 PCM 方式<sup>(31)(32)</sup> 筆者らは、単量子高域パルス列を逆 PCM 法によって等間隔パルスに変換し、伝送し狭帯域化を計った。図 33 は本方式の原理図と各部波形を図示したものである。すなわち単量子パルスから一定時間間隔をもったパルス列を取り出

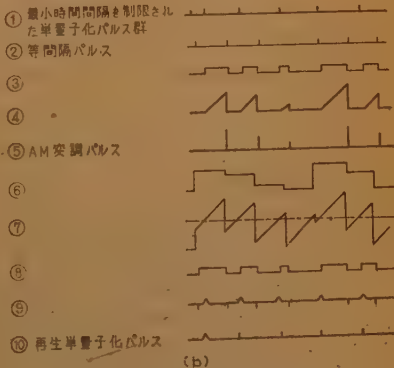
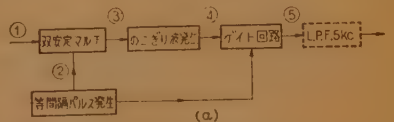


図 33 逆 PCM 方式原理図

し、第1パルス列とし、これを原パルス列から取り除いた残余のパルスから同様に一定時間以上の時間間隔のパルスを取り出して第2パルス列とし、さらに残余のパルスから同様に一定時間以上のパルス間隔を持った第3パルス列を取り出す。このようにして得られた単量子化パルスの最小間隔は一定時間であるが、この発生時刻は不規則である。したがって一定間隔パルスを導入して、単量子化パルスの位置の情報を振幅変化に変換して伝送するいわゆる逆PCM方式である。

(iii) W.F. Schreiber 方式<sup>(24)(25)</sup> W.F. Schreiber は、視覚は明るさの変化が急激なところでは、振幅誤差に鋭敏でない性質を利用し、情報量の減少を試みた。この方式は図34のような構成よりなり、

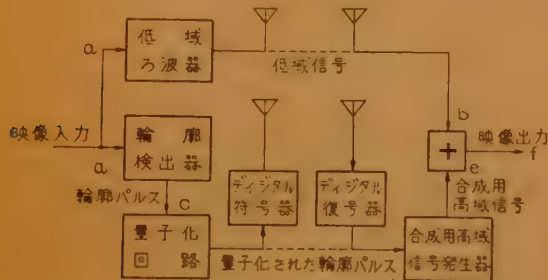


図34 高域信号合成方式 (Schreiber 方式)

まず図(a)の入力映像信号を350 kc/sの低域ろ波器を通して、図(b)のような低域信号を作り、このまま低域帯域幅の伝送路を通して伝送する。一方入力映像信号を図34の輪廓検出装置に加え、ここで原映像信号と Nyquist 間隔遅れた映像信号との差信号を求めて、図(c)の輪廓パルスを作る。このパルス信号は必ずしも波形を忠実に伝送しなくても画質に余り影響しないので、W. Schreiber は正負各4レベルに量子化し、図(d)の信号として伝送する。

一方受信側では図(d)の量子化された輪廓パルスを受信し、図(d)の波形信号から一定の波形修正回路により、人為的に作られた修正された高域信号を作成し、(e)の信号を求める。この信号を別に伝送されてきた(b)の低域信号と合成して再生映像信号を求める。図35は各点の波形を図示したものである。つぎに量子化されたパルスを伝送する場合は、統計的な性質を考えて、位置をあらわすのに5 bits、振幅をあらわすのに3 bitsの2進符号を割り当て、送信側は図36の量子符号化回路で、帯域圧縮のために等間隔のパルス系列になおす高速度記憶装置として、各bitsごとに



図35 高域信号合成方式に使用せる各点の波形

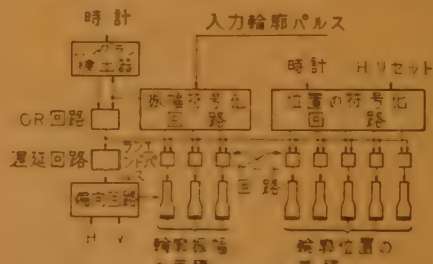
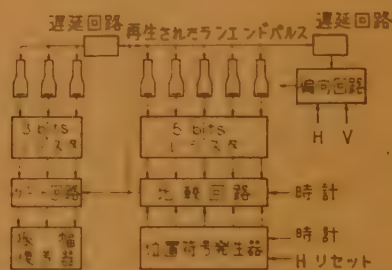
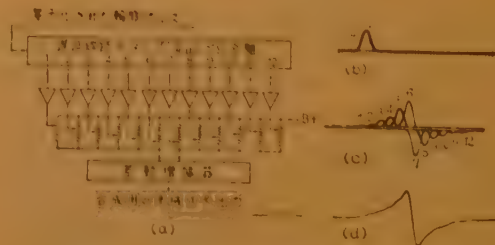


図36 デジタル符号化回路



輪廓パルス出力

図37 デジタル復号回路



(a) 合成用高域信号発生器の系統図  
(b) 量子化された輪廓パルス入力  
(c) 12の遅延線路タップから重みをつけた出力を示す多重波形  
(d) 入力輪廓パルスから求めた合成用高域出力波形

図38

蓄積管ラジコン1本、計8本を使用している。受信側のデジタル復号器は図37の回路で行なわれる。

受信側の修正された高域信号波形を求めるには、図38のような Nyquist 間隔遅延した遅延線路出力を合



成して修正波形を求めている。なおこの方式では伝送に要するチャンネル容量は、輪廓パルスが 900,000 個/秒以下であるので、低域成分は 128 レベルを必要だと仮定して、計  $12 \times 10^6$  bits/秒 程度となり、原信号を 128 レベル 7 bits の PCM として  $56 \times 10^6$  bits/秒 であるのに比較し 1/4 となる。

#### (e) 可変速度走査方式<sup>(36)(37)(38)</sup>

E.C. Cherry および G.G. Gouriet はテレビ映像の情報の大部分は画の緑や境界に含まれていて、その他の大部分は相当冗長度があるので、テレビ画像における信号間の偏位確率を等しくするよう再符号化して冗長度を減少し、帯域幅の圧縮を行なう方法を提案した。すなわち偏位確率を一樣にする方法として、図 39 に示すような撮像管の走査系統に帰還回路を設け、図 40 に示す信号波形のように信号波形の変化の激し

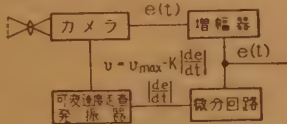
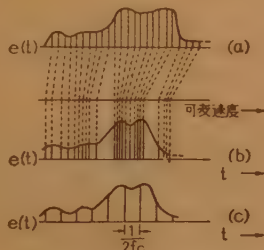


図 39 可変速度走査回路



(a) カメラモザイク上に蓄積された波形  
(b) 可変速度走査後の信号  
(c) 帯域幅  $f_c$  で送信するためのサンプル信号波形の変化の激し

図 40 テレビ信号波形

いところでは走査速度を遅くし、一方、信号波形のゆるやかなところは走査速度を速くするような可変速度走査をする方式である。なおこの場合、最高最低の速度比は 10 程度が限度であり、実際の具体化には速度変調に対して輝度補償をする必要がある。この方式の送受信回路の系統図を示せば図 41 のようである。このほか K. Schlesinger のドット停止方式はこの種の方式に属する。

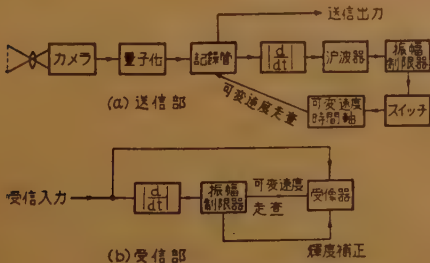


図 41 可変速度走査送受信機系統図

#### (f) デジタル伝送方式

テレビ信号のデジタル伝送の必要な回線には、普

通 PCM 方式が利用される。しかしこの場合必要なパルス数は 50,000,000 パルス/秒 以上にもなり、極めて広帯域伝送回線を必要とするので、眼の感度差の性質を利用し、不必要な情報を除去し、さらに有効な符号化法が行なわれる。

R.E. Graham は予測量子化方式を提案し、B. Julesz は輪廓検出をする符号化方式を提案した。

#### (1) R.E. Graham の予測量子化方式<sup>(39)(40)(41)</sup>

R.E. Graham は図 42 の量子化回路により、画面の輝度変化の少ないところはこまかく、変化の大なる

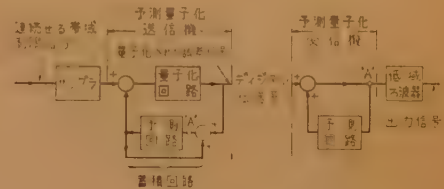


図 42 予測量子化伝送系

ところはあらい量子化レベルで許容でき、図 43 のように量子化回路出力を 8 レベルで 3 bits に符号化した。図 42 はこの予測量子化方式の基本回路であり、帯域制限された連続せる映像信号をサン



プル回路に加わえて、Nyquist 間隔でサンプルし、つぎに予測したサンプル信号と比較し、その差信号を傾斜形量子化装置に加える。したがって、この量子化装置の出力はデジタル伝送するために符号化された多レベルの誤差信号となる。一方予測蓄積回路網を通して入力比較器に帰還する。なお蓄積回路網の A 点で受像機で再生すると、同一信号の画像を再生できる。これにより原信号と予測信号との差信号がどのように量子化されているかを見ることができる。この方式は原映像信号の一点一点の差信号を量子化するため、差信号量子化法とも称せられる。なお、前記予測回路には、“前値”“傾斜”“平面”などの直線予測回路、および“可変モード”の非直線予測回路が使用される。この前値予測回路の最も簡単な予測回路はサンプル時間遅れた遅延回路よりなり、いわゆる差量子化回路である。

一方受信側の復号器は符号器の積分回路と同じものを使用して差信号を再生する。

つぎに水平、垂直画素予測回路を使用したときは、

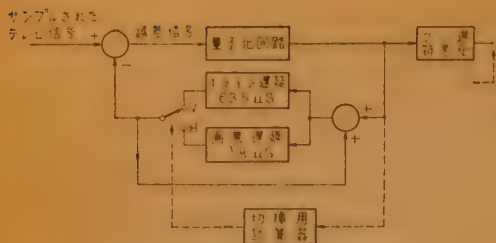


図 44 水平、垂直画素予測回路を使用した予測量子化回路

図 44 を使用すればよい。

(ii) B. Julesz の輪廓検出する符号化方式<sup>(13)</sup>

B. Julesz は PCM 方式のようなデジタル伝送方式において、そのチャンネル容量を減少する方法として、輝度変化の始点と終点のみの値を送信し、その間は補間法により近似させる方式を提案した。図 45 は

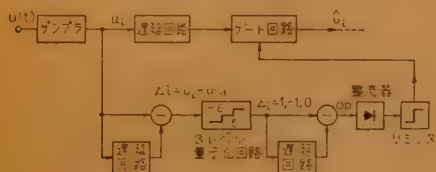


図 45 Bela Julesz の伝送方式

本方式によって映像信号のある端点のみを送信するための実際回路である。帯域制限された映像信号  $U(t)$  はサンプラで Nyquist 間隔にサンプルされ、この相続くサンプル値  $U_{i-1}$ ,  $U_i$  の差

$$\Delta_i = U_i - U_{i-1} \quad (26)$$

を計算し、ある定められた臨界値  $\epsilon$ ,  $-\epsilon$  を有する 3 レベル量子化装置で、次式によって 1, -1 および 0 の代表値をあらわすようにする。

$$\Delta_i \geq \epsilon \quad \text{ならば} \quad \Delta'_i = 1$$

$$|\Delta_i| < \epsilon \quad \text{ならば} \quad \Delta'_i = 0$$

$$\Delta_i \leq -\epsilon \quad \text{ならば} \quad \Delta'_i = -1$$

なお、この場合  $\epsilon$  のレベル値は実験的に定める。もしこの値が余りに小さいと動作がこまかい構造物に影響され、また余りに大きいと画面の中のこまかい部分が失われる。もし  $\Delta'_{i-1} \neq \Delta'_i$  の場合は、この点



図 46 端点のある 6 つの場合

の場合には左側、右側の量子化された差は等しくならない。したがって図 45 の 3 レベル量子化回路出力を再びサンプル時間遅延した信号と遅延しない信号との

差信号をとって

$$OP = \Delta'_i - \Delta'_{i-1} \quad (27)$$

を得る。もしこの信号が 0 でなければ端点である。それ故、OP 信号を全波整流し、振幅制限器を通せば振幅 1 の場合には端点を示す故、これで、もとのサンプラ出力  $U_i$  をゲートすれば、 $U_i$  なる端点のサンプラ出力を得、この信号を送信する。受信側ではこの端点間を直線で結んで再生画像を求める。しかしこのま

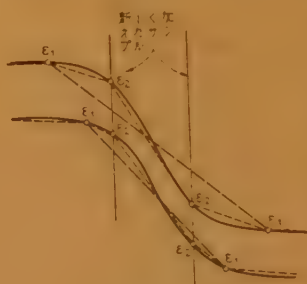


図 47

までは充分良好な結果が得られなかった。この改良法として図 47 に示すように臨界値の  $\epsilon$  の値を ( $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$ ) を設け、( $\epsilon_1 \ll \epsilon_2$ ) に選定し、それぞれを端点として伝送した。したがってこの場合は伝送す

る点の数は増加するが、その増加率は大きくない。いま 1 つは輝度が図示のような形でかまんに変化している場合は、端点が現われず誤差が大きくなるので、一定時間  $\tau$  以上の間、誤差が一定値  $\epsilon_2$  以上あったときには補正信号を出すようにした。

実験の結果では  $\epsilon_1 = 36\%$ ,  $\epsilon_2 = 10\%$ ,  $\epsilon_3 = 5\%$ ,  $\tau = 3$  の画素程度が良好であった。

つぎに帯域圧縮化には、各端点間の間隔を一定化して伝送する必要がある。いま選別されたサンプル間隔の最大距離を 16 Nyquists 間隔とすれば、選別されたパルスの位置を規定するに 4 bits を必要とする。一方選別パルスの高さを規定するには 7 bits を必要とする。この見地から種々の情報量を計算から求めた結果は表 4 のようになる。

表 4

被 写 体	方式の調整条件							
	$\epsilon_1 = 3.6\%$ , $\epsilon_2 = 10\%$ , $\epsilon_3 = 5\%$ , $\tau = 2$				$\epsilon_1 = 5\%$ , $\epsilon_2 = 10\%$ , $\epsilon_3 = 7.2\%$ , $\tau = 3$			
	R	$R_q$	$R_m$	$R_{mq}$	R	$R_q$	$R_m$	$R_{mq}$
A	3.62	2.92	2.92	2.22	3.21	2.66	2.65	2.01
B	3.44	2.96	2.94	2.45	2.78	2.45	2.43	2.34
C	3.94	3.31	3.27	2.64	3.23	2.75	2.76	2.28
D	5.20	4.10	4.08	2.99	4.66	3.76	3.72	2.80

ここに  $R$  = 端点の間隔密度分布を考慮しないで、

量子化レベル数を 7 bits としたときの  
1 画素当りの情報量

$R_q$  = 量子化方式でその間を直線補間した場合の情報量

$R_m$  = 選別されたパルスの間隔分布に対しこれを符号化するに Shaman-Fano 符号化を使用し、量子化しない場合で直線補間をした場合の情報量

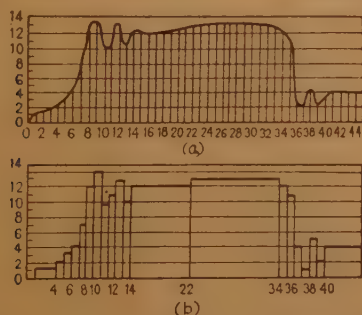
$R_{mq}$  = 選別されたパルスの間隔分布に対し、これを符号化するに Shannon-Fano コードを使用した場合で直線補間をした場合の情報量

### (g) 量子符号化方式

この方式は情報理論に従って、映像信号をサンプリング、予測符号化、Shannon-Fano の符号化を計って伝送し、受信端では送信側の逆変換をして原映像信号を再生する方式であり、G.G. Gouriet, 榎本氏, 滝氏の方式はこれに属する。

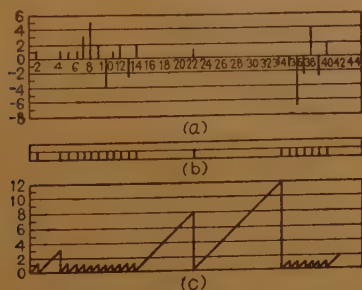
#### (i) G.G. Gouriet の量子化方式<sup>(43)</sup> G.G.

Gouriet は、まず図 48 (a) のように帯域幅  $W$  の映



(a) サンプルされた波形の位置 (b) 量子化された波形  
図 48 波形の量子化

像信号を毎秒  $2W$  の Nyquist 間隔で標本化し、図 (b) のようにその振幅を識別可能限界である  $Q$  段階に量子化する。つぎにこの信号を適当な時定数をもつ微分回路に入れて、図 49 (a) のようなパルス波形を



(a) 図 48 (b) を微分して求めたトランジション  
(b) (a) を全波整流して求めたパルス位置  
(c) 相つづぐパルスを振幅に置きかえた波形

図 49

作れば、これは原信号波形の変化の大きさとその位置を示すことになる。さらにこの波形を全波整流して、一方向パルスとしてクリップすれば、図 (b) のパルス列が得られる。したがってこれをきょ歯状波発生器の放電パルスとして使用すれば、図 (c) が求まり、この波形のそれぞれのピーク値は二つの変化の間の時間的間隔に比例する。

これから短い時定数の微分回路を使って、比較的遅い立ち上りを分離して図 50 (a) のパルス列を作れば、

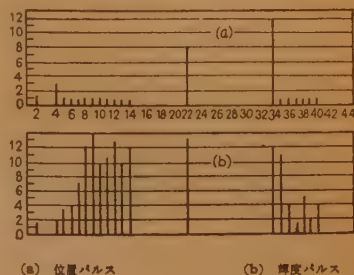


図 50 位置と輝度の情報にあたるパルス信号

各振幅は各変化の位置を示すことになる。また図 49 (b) のパルス列で原波形図 48 (b) をゲートすれば、図 50 (b) のように輝度の絶対直のサンプルパルスが得られる。このようにして求めた二つの波形の (a) 位置パルス群、(b) 輝度パルス群の二つの波形パルス間

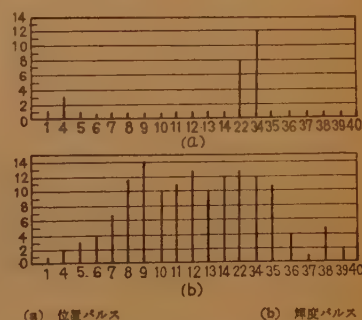


図 51 一定間隔にした位置と輝度パルス

隔は、もはや意味のないものであるから、図 51 のように間隔を等しくすることによって最小帯域幅で伝送することができる。

つぎに狭帯域化のため、パルス間隔を均一化する方法は、水平、または垂直走査期間のあいだ信号を蓄積し、パルス数を計算する。これより平均速度を求め、蓄積パルスを平均速度で読みとる方法が考えられる。この平均化の一例としては、図 52 のように走査線の中で発生する最大変化回数の蓄積用キャパシタを 2 進リングカウンタに接続し、第 1 パルスは第 1 キャパシ



タに蓄えられ、第2パルスは第2キャパシタに蓄えられるように動作させ、このようにつぎつぎに動作させて走査線の完了するようにする。つぎに読みとる過程は一定の速度でキャパシタを放電させればよい。普通連続的に信号を送り出すための同一装置が2台あって、これを記録と読み取りの交互に動作させる。



図 52 一定間隔動作図

つぎにこのような2種の信号を最小帯域幅で送るには、図 53 のように輝度信号を  $I$  パルス間隔の半分だ



図 53 位置パルスと明度パルスの合成

け遅らせ、これを間隔信号と合成して伝送すればよい。このように各信号が等間隔に1秒間  $W$  個生ずるとすれば、合成信号は  $2W$  個のパルスを含み、ちょうど  $2W$  c/s の帯域を必要とする。

受信側では同期検波方式により、位置パルス群、輝度信号群を分離再生させればよい。

つぎにこの等間隔振幅変化の位置パルスと輝度パルスを用いて、図 50 の位置輝度パルスを再生し、これより送信側のちょうど逆変換を行なって原映像信号波形を再生する。

## (ii) 榎本氏の情報理論をもとにした圧縮方式<sup>(46)(47)</sup>

榎本氏は図 54 の系統図のように、まず送信側で映像信号の振幅を、図 55 のように抑圧したのち(受信側の復号器で逆に伸長する。これは Weber-Fechner の法則に従って  $S/N$  が変化するので、大脳の識別し

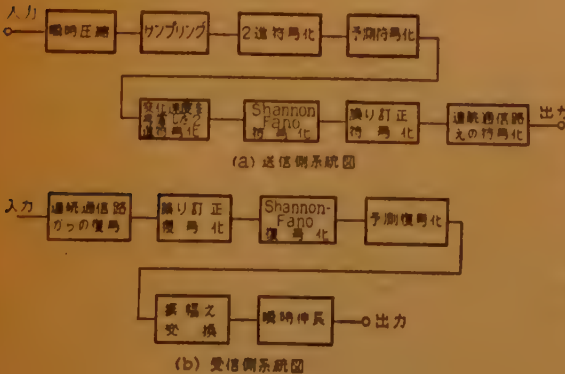


図 54 画信号の帯域圧縮の系統図

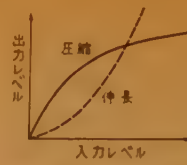


図 55 瞬時抑圧と瞬時伸長

得る映像の明かるさについてのエントロピ以上のものを送らない) この出力はサンプリング回路でサンプリングし、図 56 のように2進符号化して、前値予測が行なわれる。さらに高度の予測をし帯域圧縮を行なうため

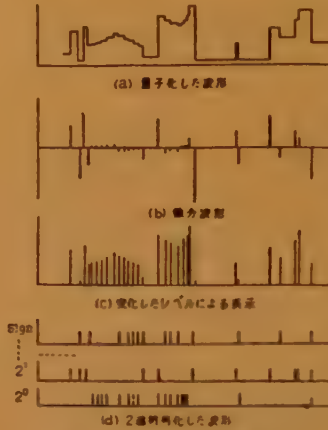
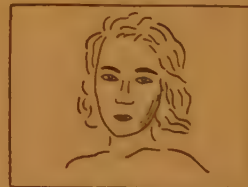


図 56 画信号の2進符号化



(a) 傾斜予測した画像



(b) 水平・垂直方向の傾斜予測を行なった画像

図 57 傾斜予測の概念図

誤りが起こると大きく影響するから、誤り訂正符号の使用が必要になる。ついで連続通信路への符号化を行なう。受信側の再生は図 56 (b) の構成で行なわれ、送信側の逆走査によって再生信号を得る。この方式大容量高速の記憶装置、高速の論理演算装置など、電子計算器を使用する技術を高度に駆使する必要があるが、情報理論にもとづいた理想的圧縮方式である。

## (iii) 滝氏の圧縮方式<sup>(46)(47)</sup>

滝氏は、テレビ信

号の標本点間の相関を除いていくと信号の振幅分布はほぼ対称に減少し、この低相関信号を 2 元 Shannon-Fano 符号化するとき、単に信号振幅の絶対値に符号長を対応させ、これに正負符号を組み合わせることに

より、すなわち表 5 によって厳密な符号化と大差ない平均符号長が得られることを利用する新しい符号化装置を提案している。この簡単な符号化による帯域圧縮率は次式のごとくである。

$$r = \frac{W}{W_0} = \frac{2 - P_0 - |\bar{i}|}{H_0} \quad (28)$$

ここに

$H_0$  = テレビ信号の 1 標本化当りの bits 数

$P_0$  = 低相関信号の 0 の確率

$|\bar{i}|$  = 低相関信号の平均レベル (テレビ信号最高値の  $\frac{1}{2} H_0$  を単位とする)

測定された 1 標本点間差信号の標準分布

$$P_0 = 0.75, |\bar{i}| = 2 \times 0.012, H_0 = 6$$

では、 $r = 0.34$  であるが、この信号の厳密な Shannon-Fano 符号化を行なっても圧縮率は 8% を減少するのみである。このように表 5 の符号化法をとれば、簡単に能率良く帯域圧縮をすることができる。

滝氏らはこの符号化装置として特殊の標本化および記憶回路、および可変速度走査信号発生管を使用する方法を提案している。

(h) 静的・動的画像分離伝送方式<sup>(48)</sup> 図 58 は

筆者のフレーム相関を利用し静的動的画像分離伝送方式の原理図である。すなわちまず連続せるテレビ信号のフレーム系列 (a) より、画像が甚しく変化するフレーム (過渡画

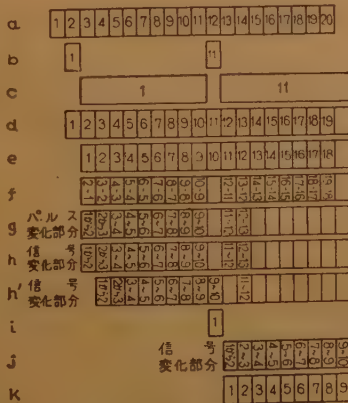


図 58 フレーム相関を利用する圧縮法

像) のみ抽出した過渡画像系列 (b) と、相隣接する画像間が余り変化しない画像 (準静画像) よりなるフレ

表 5

量子化 レベル	符号化ファイバ			
	A	B	C	D
+4	0	1	1	0
+3	0	1	1	1
+2	0	1	0	1
+1	0	1	0	0
0	0	0	0	0
-1	1	0	0	0
-2	1	0	0	1
-3	1	0	1	1
-4	1	0	1	0

ーム系列 (d) に二分割し、前者の過渡画像についてはつぎの過渡画像が発生するまでの期間中に、その画像をたとえば低速度走査を行なって狭帯域伝送に適するようにして送出する (c)。

一方 (d) の準静画像系列に対しては別に 1 フレームの遅延回路を介して (e) なる遅延準静画像系列信号を作り、つぎに (f) のように、これら準静画像の差信号を求める。したがってかようにして求めた準静画像差信号は、準静画像がフレーム間に变化した位置情報量を有するから、この位置情報量をもって画像の变化部分を抽出するパルス発生器に加わえて標本化パルスを作成する。つぎにこのパルス信号をもって (e) なる遅延準静画像信号をサンプルして、フレーム間の变化した部分の信号、すなわち準静画像变化部分信号 (h) を逐次取り出し伝送する。むしろ、この場合各信号間の遅延時間を合わせて行なう。したがってこの信号の情報量系列は従来の連続画像の情報にくらべ、極度に信号情報量を節減し得るので、適当な帯域圧縮化装置を通せば帯域圧縮化が期待される。

つぎに再生時に当っては、まずさきの低速度走査せる過渡画像を再生し、記録装置、たとえば蓄積管に加わえて蓄積する。一方送信側から送られた準静画像变化部分信号に対しては、受信側で再生し、1 フレームの遅延回路を通して信号を作り、この信号より变化部分消去パルスを求め、このパルスにより蓄積管再生装置で再生中の静止画像を順次变化部分の記録信号を消去する。他方 (j) の準静画像变化信号を適当に遅延して記録装置の消去部分に逐次再記録する。したがって送信側入力テレビ信号に応じた画像を蓄積管再生装置で再生し、これを読みとることによって送信側の映像信号を再生する。

#### (i) カラーテレビ伝送方式

カラー・テレビ伝送方式では、三原色信号を伝送する必要上、一見白黒テレビの 3 倍の帯域幅を必要とするが、色覚に対する性質を利用して、できるだけ色度信号を帯域幅の圧縮を行ない、さらに特殊多重技術を応用して帯域圧縮を行なっている。

白黒テレビとの両立性 (コンパチビリティ) に重点をおいたものに、米国、日本の放送用の標準方式に採用されているものに NTSC 方式がある。他方色度信号を符号化し伝送する方式に Valensi 方式がある。

(i) NTSC 方式<sup>(49)(50)</sup> NTSC 方式は白黒テレビとの両立性に重点がおかれ、以下のごとき特徴がある。

- (イ) 白黒テレビと同一帯域幅でカラーテレビの伝送ができる。
- (ロ) 現在の白黒受像機を何ら改造しなくても、カラーテレビの放送電波を利用すれば、白黒映像が再生できる。

このため帯域幅節約化には以下の方法がとられている。

(イ) 色彩の視覚に及ぼす影響を巧みに利用する：色覚の解像力は色彩によって著しく異なり、同じ解像度の三原色画像を送る必要のないことを利用している。Baldwin の実験では着色画像の鮮鋭さは大部分緑の鮮鋭さの程度でまることが明らかにされた。この場合もし緑がピンぼけしていれば、赤、青の映像がいくら正確にピンが違っていてもぼけを感じる。逆に緑の映像が正しく再現していれば、赤、青のピンぼけは相当程度マスクされ、このため色度成分（明度信号から原色信号を差引いた信号）として、最高 1.5 Mc まで送れば充分であり、これにより帯域幅の圧縮をしている。

(ロ) 周波数インターリーピング原理の応用：白黒テレビのエネルギスペクトルは、水平走査周波数の高調波部分に集中している。その間に隙間ができ帯域幅利用の見地から、この隙間を利用する方法がとられている。図 59 はこの関係を図示したものである。すなわち被写体を原色画像に分解して赤、緑、青の三成分をつくり、これより輝度信号をつくり、このスペクト

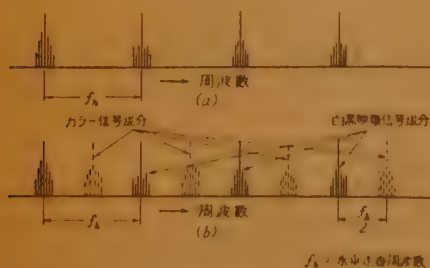


図 59 周波数インターリーピング原理図  
(a) 白黒テレビ映像信号の周波数スペクトル  
(b) 周波数インターリーピング法を用いたカラーテレビの周波数スペクトル

図 59 周波数インターリーピング原理図

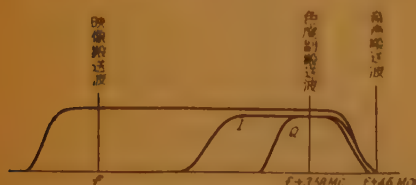


図 60 NTSC 方式のスペクトル

ルの隙間に色度信号を副搬送波に変調して挿入し、帯域幅の活用を計っている。図 60 は NTSC 方式のスペクトル図である。

(ハ) 二相変調方式による色度信号の伝送：NTSC 方式では赤、緑、青信号より色差信号  $I, Q$  の二成分を作り、これを周波数インターリーピング法により、一つの副搬送波で、位相が  $90^\circ$  ちがった同一周波数の副搬送波をそれぞれ  $I$  成分および  $Q$  成分で変調する二相変調技術を利用し多重化の能率をあげている。

図 61 は NTSC 方式の送像、送信回路を図示したものである。

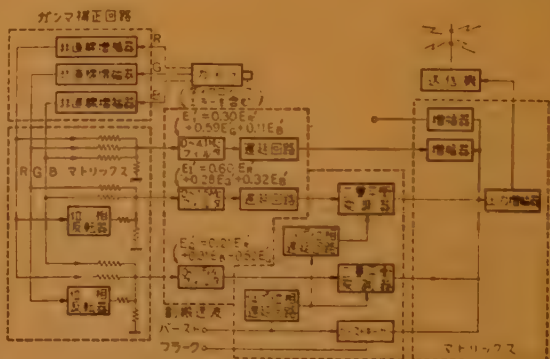


図 61 カラーテレビ送信機の系統図

(ii) Valensi 方式<sup>(31)</sup> この方式は三原色信号から輝度信号と色信号を作り、色信号については CIE の色度計算をして、その色度を符号化し副搬送波で伝送する。すなわち三原色信号からマトリクスにより、三色刺激値  $X, Y, Z$  を作り、色度図中の点の平面座標

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{X}{X+Y+Z} \\ y &= \frac{Y}{X+Y+Z} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

なる信号を作り、これをブラウン管構造の特殊符号管の偏向回路に加わえ、この符号管の電子ビームをスク

リン上の座標  $x, y$  点にあてる。このスクリーンは図 62 のように色度図上を 30 の小区割に分けた半透明の膜でおおい、この透過率を変えて色度の相違を符号している。この光を光



図 62 Valensi 方式の色符号管



電管で集めて色の符号化をしている。なおこの色信号は周波数インターリーピング法で輝度信号の帯域内に挿入され伝送される。

### (5) む す び

以上、テレビ信号帯域圧縮の諸方式についてその概要を記述した。工業用テレビや狭帯域電話テレビおよびカラーテレビジョンについては既に実用化を見ているが、標準テレビ信号の圧縮化については現在各国で研究中であり、まだ未解決の点が残されている。しかし幾多興味深い帯域圧縮化方式の提案や実験が行なわれており、今後に大きな期待がよせられている。

### 文 献

- (1) 鈴木：“テレビ信号帯域幅圧縮の諸方式 (1), (2), (3), (4)”, テレビジョン 12, p. 409, 465, 509, 563 (1958-09, 10, 11, 12).
- (2) 蒲山：“テレビと眼の生理 (1), (2), (3)”, テレビジョン 12, p. 269, 315 (1958-06, 07).
- (3) 松井：“テレビジョンと関係ある視覚生理”, テレビ学会報 1, p. 2 (1960).
- (4) 金子：“テレビジョンにおける視覚心理の問題”, テレビジョン 12, 8, p. 367 (1958).
- (5) K. Teer：“Investigations into redundancy and possible bandwidth compression in television transmission”, Philips Res. Rep. 14, p. 501 (Dec. 1959); 15, p. 389 (Feb. 1960).
- (6) E.R. Kretzmer：“Statistics of television signals”, B.S.T.T. 31, p. 751 (July 1952).
- (7) C.W. Harrison：“Experiments with linear prediction in television”, B.S.T.J. p. 764 (July 1952).
- (8) B.M. Oliver：“Efficient coding”, B.S.T.J. 31, p. 724 (July 1952).
- (9) 関：“通信理論とその応用”, 通信学会発行 (昭 34-06).
- (10) 大河内：“情報理論の初歩的知識と TV 信号の統計的性質 (1), (2)”, テレビジョン 12, p. 171, 221 (1958-04, 05).
- (11) 榎本：“テレビジョン伝送帯域幅圧縮に関係ある情報理論とその応用”, 国際電電研究資料第 127 号 (1957-09).
- (12) W.F. Schreiber：“The measurement of third order probability distributions of television signals”, Trans. I.R.E. IT-2, 3, p. 125 (Sept. 1956).
- (13) K.H. Powers, H. Staras：“Some relations between television picture redundancy and bandwidth requirements”, Comm. & Electronics, p. 492 (Sept. 1957).
- (14) A.J. Seyler：“Band width reduction in television relaying”, I.R.E. Australia, p. 218 (July 1955).
- (15) D.A. Bell：“Economy of band width in television”, Brit. I.R.E. p. 447 (Sept. 1953).
- (16) An experimental picture-phone”, Bell Lab. Rec. p. 334 (Sept. 1956).
- (17) H.E. Ennes：“Slow-sweep TV for closed-circuit use”, Electronics, p. 140 (Nov. 1956).
- (18) S. Deutch：“The probability of reduced television bandwidth”, Trans. I.R.E. (Oct. 1956).
- (19) S.K. Altes and H.E. Reed：“Slow-scann adapter for conventional TV signals”, Electronics, p. 153 (June 1957).
- (20) Spiral scanning, simple method for industrial television equipment”, Wireless World, 61, p. 2 (Jan. 1955).
- (21) Pené Derveaux：“Nouveau Procédé de Télévision avec Analyse en Spirale”, Onde Elec. p. 838 (Nov. 1954).
- (22) R.B. Dome：“High-definition television”, Wireless World, p. 156 (April 1951).
- (23) R.B. Dome：“High-definition black and white television system”, Electronics, p. 124 (Jan. 1951).
- (24) 村主, 中田, 村上, 今井, 鈴木：“テレビジョンの低速時分割周波数帯域交代伝送方式”, 昭 32 連大 805.
- (25) 村主, 中田, 村上, 今井, 鈴木：“テレビジョンの低速時分割周波数帯域交代伝送方式”, テレビ学会テレビ伝送委資 (1959-02).
- (26) W. Boothroyd：“Dot system of color television”, Electronics, p. 88 (Dec. 1949); p. 96 (Jan. 1950).
- (27) 沢崎, 岩崎：“テレビ信号の帯域圧縮の一方式”, 昭 31 連大 1165.
- (28) 榎本：“テレビジョン信号の帯域圧縮”, 昭 31 信学全大 262.
- (29) 鈴木：“テレビジョン帯域圧縮の一方式 (単量子伝送方式)”, 昭 32 連大 801.
- (30) 鈴木, 安東：“テレビジョン信号単量子化帯域圧縮について”, 昭 32 連大 802.
- (31) 鈴木：“テレビジョン帯域圧縮の一方式”, “狭帯域伝送路によるなまらせ方式”, “パルス波群の時系列を等間隔パルスに変換する法”, テレビ伝送研委資 (昭 32-10).
- (32) 吉田：“単純ななまらせによるテレビ単量信号の帯域圧縮”, 信学誌 41, p. 834 (昭 33-09).
- (33) 鈴木, 稲津, 佐々：“100 kc テレビジョン信号の単量子化帯域圧縮”, 昭 32 連大 804.
- (34) W.F. Schreiber, C.F. Knapp：“TV bandwidth reduction by digital coding”, I.R.E. National Conv. Rec. Pt. 4, p. 88 (1958-3-24~27).
- (35) W.F. Schreiber, C.F. Knapp, N.D. Kay：“Synthetic high—An experimental TV bandwidth reduction system”, SMPTE 68, p. 525 (Aug. 1959).
- (36) E.C. Cherry, G.G. Gouriet：“Some possibilities for the compression of television signals by recording”, P.I.E.E. Pt. III, 100, 63, p. 10 (Jan. 1963).
- (37) M.P. Beddoes：“Experiments with a slope-feedback coder for television compression”, Trans. I.R.E. BC-7, 2, p. 12 (March 1961).
- (38) K. Schlesinger：“Dot arresting improves TV picture”, Quality Electronics, 24, No. 9 (1951).
- (39) R.E. Graham：“Predictive quantizing of television signals”, I.R.E. Wescon Conv. Rec.

- (Electronic Computers) p. 147 (Aug. 1958).
- (40) R.E. Graham: "Communication theory applied to television coding", Bell Telephone System Monograph 3096 (1957).
- (41) R.E. Graham: "A computer simulation chain for research on picture coding", I.R.E. Conv. Rec. Pt. 4, p. 41 (Aug. 1958).
- (42) Bela Julesz: "A method of coding television signals based on edge detection", B.S.T.J. **33**, 4, p. 1001 (July 1959).
- (43) G.G. Gourié: "Bandwidth compression of a television signal", P.I.E.E. Pt. B p. 265 (May 1957).
- (44) 榎本: "テレビジョン伝送帯域幅圧縮に関する情報理論とその応用", 国際電々研資.
- (45) 榎本: "テレビジョン信号の帯域圧縮", 信学誌 **42**, p. 12 (昭 36-07).
- (46) 滝, 田中: "狭帯域化のための符号化装置の一提案", 昭 34 信学全大 506.
- (47) 滝, 田中, 山崎: "テレビジョン信号の統計的性質と帯域圧縮の一つの限界", NHK 技術研究 **12**, 48, p. 224 (1960-05).
- (48) 鈴木, 稲津: "テレビ信号帯域圧縮の一方式", 昭 32 信学全大 353.
- (49) J. Wentworth: "Color television engineering", Macgraw-Hill Book Co. (1955).
- (50) K. Mellwain, C.E. Deam: "Principles of color televisions", John Wiley & Sons, Inc. (1956).
- (51) G. Valensi: "Codage optimum pour la télévision industrielle en couleur", Onde Elec. **30**, p. 463 (Juli. 1958).

電気通信学会編・コロナ社発行

## 電気通信学会大講座 (全36巻)

既刊・近刊御案内 内容見本進呈

1 配	回本	基礎電気回路
2 配	回本	マイクロ波回路
3 配	回本	電子回路 I
4 配	回本	電気音響振動学
5 配	回本	電子管工学 III
6 配	回本	無線通信工学
7 配	回本	有線通信工学
8 配	回本	電子工学基礎実験
9 配	回本	アンテナ・電波伝搬
10 配	回本	電気磁気測定

東工大教授 工博	A 5	428 頁
川上正光 著	540 円	〒 50
神戸大教授 工博	A 5	164 頁
藤沢和男 著	220 円	〒 50
九大教授 工博	A 5	238 頁
米山正雄 著	310 円	〒 50
東工大教授 工博	A 5	234 頁
西巻正郎 著	310 円	〒 50
名大教授 工博	A 5	228 頁
山本賢三 著	300 円	〒 50
電通大教授 工博	A 5	220 頁
谷村功 著	300 円	〒 50
北大教授 工博	A 5	252 頁
黒部貞一 著	350 円	〒 50
東工大助教授 工博	A 5	248 頁
関口利男 著	340 円	〒 50
東北大教授 工博	A 5	210 頁
虫明康人 著	290 円	〒 50
日大助教授 工博	A 5	312 頁
須山正敏 著	予 430 円	

11 回本  
配 岸 源也 著  
通信電送学 (7月)

12 回本  
配 飯島健一 著  
電気通信工学概論 (8月)

## 論文・資料

UDC 621.382.333.33.012

接合形トランジスタの高周波入力インピーダンスと  
最大面積，ベース抵抗；エミッタしゃ断

正 員 西 沢 潤 一

(東北大学電気通信研究所)

**要約** R. Emcis らと著者によって用いられた少数キャリア電流と多数キャリア電流の方向が各々ベース面に平行および垂直であって互いに垂直であることと空間電荷中性との近似を用いたベース層内の電位分布の解析を吟味すると仮定している。変数分離近似がよく成り立つのは高注入のときだけのようである。さらに同じ仮定に基づいて交流解を求めると、J.M. Early によって導かれた真のベース抵抗  $r_{bb'}$  が分布定数の一次近似として出て来る。ただし、見掛上の比抵抗は  $[q\mu_n(\rho_b + n_b + 2J\rho)]^{-1}$  として補正せねばならない。真のベース抵抗  $r_{bb'}$  による真のエミッタしゃ断が起こると共に集中定数近似が用いられなくなり、エミッタの中央は働かない状態に入り、入力インピーダンスは  $-45^\circ$  の直線状となる。この結果高い周波数で作り得るトランジスタの面積には限界が出、許容電力は  $f^{-1/2}$  について  $f^{-3/2}$  に比例して下がることになる。 $\alpha$  しゃ断周波数より上ではベース抵抗は誘導性で  $45^\circ$  の位相角を持つことになる。

## 1. 序 言

接合形トランジスタでは高い周波数での動作を目的とするとどうしてもベース幅  $W_b$  が狭くなる。結果的にベースの中でのエミッタ電流の流れる方向にほぼ直角をなす方向の抵抗が大きくなるから、再結合による分と空間電荷中性になるための電流密度  $I_b(1-\alpha)$  と空乏層容量の充放電による分よりなるベース電流が可成り電圧降下を起こすようになりベース自体が等電位でなくなる可能性がある。この解析は可成り古く R.L. Pritchard が行なったが、もっぱらベース抵抗の周波数特性の検討に限定されていたようである<sup>(1)</sup>。ついで N.H. Fletcher は直流状態でベース内電位分布を求め、紐状エミッタ構造のトランジスタを試作した<sup>(2)</sup>。しかしこれに近い構造の大面积トランジスタは1952年 R.N. Hall によって既に発表されている<sup>(3)</sup>。1956年著者らは円盤形とメサ形について高周波での解析を行ない、真のエミッタしゃ断周波数と、ベース内電位分布が均一と見なせなくなると見掛上電流起電力の低下し初める周波数・入力インピーダンスの位相角が  $-45^\circ$  に落ち着く周波数が大よそ一致することを解析した<sup>(4)</sup>。また、ベース抵抗  $r_{bb'}$  は分布定数理論

の一次近似として電流起電力に寄与する実効電圧と印加電圧との分割される割合から導かれることを示した。その結果、高い周波数では、ベース内での電圧の減衰がひどく実効幅が小さくなるから、高い周波数で働くものほど小さい幅を持ったものではなくてはならず最大電力としゃ断周波数との関係は円盤形では大よそ  $\omega^{-3/2}$  か  $\omega^{-1}$  で与えられることを示した。

ついで、R.L. Pritchard はほとんど同様な解析結果を1958年に発表した<sup>(5)</sup>が、かれはトランジスタの中の電位分布を求め、動作面積が減少して見掛上電流起電力がへることをベース抵抗の増加で表わした<sup>(6)</sup>。

以上の解析では横方向電圧降下は見掛上の抵抗率  $\rho$  とベース電流  $I_b$  の積に比例して定まるとしていた。すなわち、拡散の影響は全く無視していたのである。

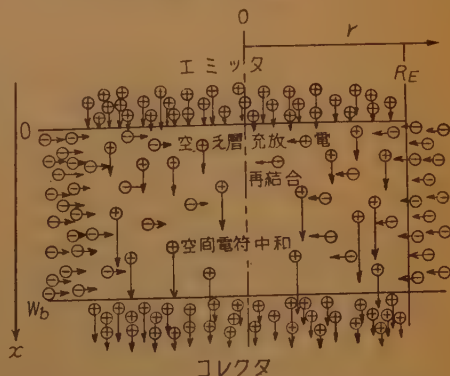


図1 接合形トランジスタのベース内の状態  
Fig. 1—Physical model in the base layer of the junction transistor.

\* High Frequency Base Resistance, Emitter Cut Off and Maximum Power in the Junction Type Transistor. By JUN-ICHI NISHIZAWA, Member, (Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, Sendai). [論文番号 3338]



これに対し、まず 1958 年 R. Emeis, A. Herlet と E. Spenke とは拡散をも考慮した解析を行なった。pnp 形として説明するとかれらは空間電荷中性を仮定し、ベース・エミッタ接合面 ( $x=0$ ) で注入される正孔は横方向に熱平衡分布をとるとしてマクスウエル・ボルツマン統計分布を用いるのは常識の通りであるが、その結果ベース層内でも横方向には互いに平衡して正孔は横には動かないことになる。空間電荷中性となるために増加した分の自由電子は、拡散によって正孔と同じ向きに動こうとし、電界によって正孔と逆方向に引かれる。すなわち正孔については拡散と電界による移動が丁度打ち消されているのだから自由電子については丁度倍に増強されることになる。この横方向移動によって自由電子はほぼ空間電荷中性になるように分布すると共に再結合で失われる分を補給するだけエミッタの中央部に向かって流れて行く。これがベース電流になる訳で逆に見るとベース電流が丁度再結合で失われる分に等しくなるだけの電界ができるのである。Emeis らは元々ベースの中にあった自由電子密度  $n_b$  が注入された密度  $\Delta p$  に比して無視できるとき、すなわち高注入状態で実効面積のみを計算して求めたのであるが<sup>(6)</sup>、菅野は 1959 年に全く同じ計算方法で元々からあった自由電子密度  $n_b$  を無視しない計算も行ない、ベース抵抗を算出して低注入では  $\rho_b/(8\pi W_b)$  でなく  $\rho_b/(4\pi W_b)$  を、高い注入状態 ( $\Delta p \gg n_b$ ) では  $(8\pi W_b q \Delta p \mu_n)^{-1}$  を得た<sup>(7)</sup>。たゞし以上の二つの解析はいずれも直流状態でのことで交流状態では注入量が交流的にふれ動いているから再結合の他、空間電荷中和と自由電子と空乏層容量の充放電についても考えなければならぬ。

## 2. ベース内での状態

図 2 に示したごとくベース・エミッタ間接合面を  $x=0$  とし、エミッタからコレクタへ向けた軸を  $x$  軸、円盤形トランジスタとして中心を通る軸を  $r=0$  とする。 $r=R_E$  のところがエミッタのヘリとする。 $x=0$  の平面内で  $r=0$  に近づくにつれてバイアス  $V_{be}$  は浅くなるから、過剰な注入正孔の密度  $\Delta p(x=0)$  は  $\Delta p(x=0) = p_b \exp[qV_{be}/(kT)] - 1$  で与えられることから言って  $\Delta p$  は  $r=0$  の中心に近づくにつれて減る。 $x \geq 0$  で考えると、 $r$  方向については正孔はマクスウエル・ボルツマン分布をとっている。言い換えると電場と拡散とが打ち消し合っているから少なくともエミッタとベースの境界面では

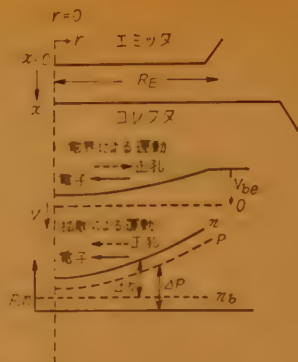


図 2 ベース構造とベース内電圧とキャリア密度分布  
Fig. 2 Structure of the base layer and the distribution of the voltage and charge carrier densities in horizontal direction.

$$D_p \frac{d \Delta p}{d r} = -E_r \mu_p (\Delta p + p_b) \quad (1)$$

である。空間電荷中性  $\Delta p = \Delta n$  を近似式として用いると、 $r$  方向電子電流密度は

$$\begin{aligned} I_{nr} &= -q D_n \frac{d \Delta n}{d r} - q E_r \mu_n (\Delta n + n_b) \\ &= -q D_n \frac{d \Delta p}{d r} - q E_r \mu_n (\Delta p + n_b) \\ &= -E_r q (2 \Delta p + n_b + p_b) \mu_n \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -q \left\{ \frac{d \Delta p}{d r} \left( 1 + \frac{\Delta p + n_b}{\Delta p + p_b} \right) D_n \right\} \quad (2') \\ \rho &= \{ q (2 \Delta p + n_b + p_b) \mu_n \}^{-1} \quad (3) \end{aligned}$$

となるから、ベース層中の全キャリア  $2 \Delta p + n_b + p_b$  が  $\mu_n$  だけの移動量を持つと考えれば抵抗損失だけとして取扱ったときと見掛上は全く等しくなる。一般に  $\Delta p \gg p_b$  すなわち、 $qV_{be} \gg kT$  であることが多い。

$x$  方向について言うと、電子電流はコレクタ側で  $p$ - $n$  接合逆方向電流であり、エミッタ・ベース間にも  $I_s(1-r)$  だけは流れているが、この分は無視できるとすると、 $x$  方向の電子電流  $i_{nx}$  は無視できる。すなわち、

$$+ D_n \frac{d \Delta n}{d x} = E_x \mu_n (\Delta n + n_b) \quad (4)$$

である。正孔電流についての式は

$$I_{px} = -q D_p \frac{d \Delta p}{d x} + E_x q \mu_p (\Delta p + p_b) \quad (5)$$

であるから空間電荷中性として  $\Delta p = \Delta n$  とおくと

$$\begin{aligned} I_{px} &= +q E_x D_p / D_n \mu_n (\Delta p + n_b) \\ &\quad + q E_x \mu_p (\Delta p + p_b) \\ &= q E_x (2 \Delta p + n_b + p_b) \mu_p \end{aligned}$$

$$= -qD_p \frac{d \Delta p}{dx} \left( 1 + \frac{\Delta p + p_b}{\Delta p + n_b} \right) \quad (6)$$

を得る。

まず低い注入水準  $\Delta p \ll n_b$  で考えると、図 3 に示したように、横方向ではベース層の中 ( $x > 0$ ) でも同じ  $r$  の点の  $\Delta p(x=0)$  に比例した過剰正孔が存在するから  $r$  方向電界  $E_r$  は  $\{d \Delta p / (dr)\} / (\Delta p + p_b)$  に比例してでき、一般には  $x$  の関数になっており  $\Delta p \gg p_b$  のときだけは  $x$  一定である。電子電流は  $\Delta p = \Delta n$  であれば拡散によるものは正孔のそれの大きい  $b$  倍に等しいが、電界によるものは

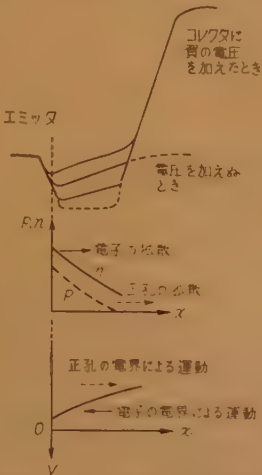


図 3 エミッタ電流方向での電位およびキャリア密度の分布  
Fig. 3—Distribution of voltage and charge carrier densities in longitudinal direction.

$$b(\Delta n + n_b) \{d \Delta p / (dr)\} / (\Delta p + p_b) \approx b n_b \{d \Delta p / (dr)\} / (\Delta p + p_b)$$

に比例することになる。したがって、 $\Delta p \gg p_b$  であるときには電界による  $r$  方向の電子電流は  $n_b$  に比例するから  $x$  に対し一定である。

他方、 $x$  方向の電界を考えると、

$$E_x = -(kT/q) (d \Delta n / dx) (\Delta n + n_b)^{-1} = -\{kT / (q n_b)\} (d \Delta n / dx) \quad (7)$$

であるからほぼ一定で  $d \Delta n / (dx)$  だけに依存する。 $x$  方向正孔電流は

$$I_{px} = -q/n_b (d \Delta n / dx) D_p (2 \Delta p + n_b + p_b) = -q/n_b (d \Delta p / dx) D_p (2 \Delta p + n_b + p_b) = q E_x \mu_p (2 \Delta p + n_b + p_b) \quad (8)$$

でこゝで考えている低注入状態では  $n_b \gg \Delta p$ ,  $n_b \gg p_b$  であるから通常用いられている拡散だけを考えると  $i_{px} = -q D_p d \Delta p / (dx)$  としたときに一致し、電界の影響を無視し得るのである。

以上より低注入の場合にはベース内の電圧降下はベース材料の固有抵抗率  $\rho_0$  によるオームの法則的なものと考えられることもできる。しかし、再結合  $\Delta p / \tau_p$  より  $I_{nr}$  が生じていることを考えると  $\Delta p$  が  $x$  と共に

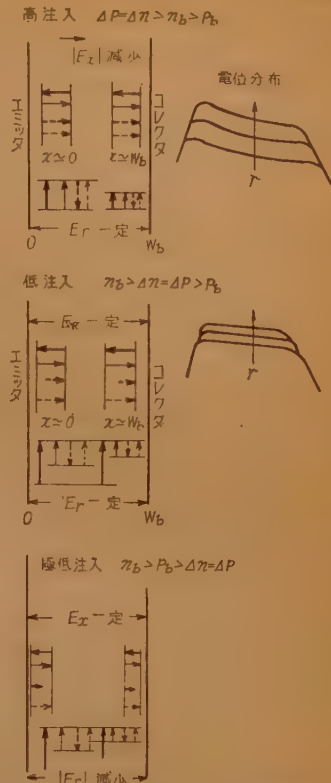


図 4 注入量によるベース内状態の変化 (太線は電界による)

Fig. 4—Variation of distribution of voltage and the flows of charge carriers with the increase of emitter current.

へるからベース電流の密度が  $x$  と共にへるのは当然であるし式 (2') として拡散で表現した場合にもそうなっているが、電場で表わした式 (2') では前述のごとく  $E_r$  が  $x$  によって変わらないと考えると  $\Delta p \ll n_b$  であることからベース電流密度  $i_{nr}$  が  $x$  に無関係になるから  $E_r$  が  $x$  に無関係と言うのは矛盾である。したがって直流解は低注入では厳密にはとけないようである。高注入の場合には、 $\Delta n = \Delta p \gg n_b \gg p_b$  であるから、 $r$  方向の正孔電流が無いことから求まる電界の式は

$$E_r = \frac{-kT}{q} \frac{d \Delta p}{dr} / \Delta p \quad (9)$$

でマクスウェル・ボルツマンの分布を考える。 $x$  方向の正孔電流は

$$I_{px} = q E_x (2 \mu_p) \Delta p = -2q D_p d \Delta p / (dx) \quad (10)$$

で与えられ電界の影響から実効的に拡散係数が倍に増したかのように見える訳である。その結果到達率  $\beta$  の

式を求めると、ベース幅を  $W_b$  とすると  $x=W_b$  で  $d\rho=0$  として

$$\begin{aligned} & [\exp\{x/(\sqrt{2}L_p)\} \\ & - \exp\{W_b/(\sqrt{2}L_p)\}\sinh\{x/(\sqrt{2}L_p)\} \\ & / \sinh\{W_b/(\sqrt{2}L_p)\}]p_b[\exp\{qV_{be}/(kT)\} \\ & - 1] \end{aligned} \quad (11)^*$$

$$\begin{aligned} d\rho/dx &= [\exp\{x/(\sqrt{2}L_p)\} \\ & - \exp\{W_b/(\sqrt{2}L_p)\}\cosh\{x/(\sqrt{2}L_p)\} \\ & / \sinh\{W_b/(\sqrt{2}L_p)\}]\rho(x=0)/(\sqrt{2}L_p) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\beta = \operatorname{sech}\{W_b/(\sqrt{2}L_p)\} \approx 1 - W_b^2/(4L_p^2) \quad (13)$$

となる。この式は電界  $E_x$  が一定である（つまり空間電荷中性である）として求めたときの式\*\*

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{2qE_x \exp\{-(1+j\omega\tau_p)W_b/(4L_p^2)\}}{kT} \\ & \left[ \frac{\{qE_x/(kT) - \sqrt{qE_x/(kT)} + (1+j\omega\tau_p)/L_p^2\}}{\exp\{qE_x/(kT)\}} \right. \\ & + \frac{\sqrt{qE_x/(kT)} + (1+j\omega\tau_p)/L_p^2\}}{W_b/2} \\ & + \frac{\{qE_x/(kT) + \sqrt{qE_x/(kT)} + 1 + j\omega\tau_p\}/L_p^2}{\exp\{qE_x/(kT)\}} \\ & \left. - \frac{\sqrt{qE_x/(kT)} + (1+j\omega\tau_p)/L_p^2\}}{W_b/2} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

とは一致しない。同じ矛盾は式 (10) (11) (12) を用いて  $E_x$  を求めると

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{D_p}{\sqrt{2}\mu_p L_p} \tanh\{(W_b-x)/(\sqrt{2}L_p)\} \\ &= \frac{D_p}{\sqrt{2}\mu_p L_p} \frac{W_b-x}{\sqrt{2}L_p} \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left( \frac{W_b-x}{\sqrt{2}L_p} \right)^2 \dots \right\} \\ &= \frac{W_b-x}{2\mu_p \tau_p} \left\{ 1 - \frac{1}{6} \left( \frac{W_b-x}{L_p} \right)^2 - \frac{1}{180} \left( \frac{W_b-x}{L_p} \right)^4 \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

となり、 $E_x$  が一定とはならないことにも現われている。その理由は空間電荷中性が厳格には成立していないことを示すのであろう。すなわち、もし完全に空間電荷中性であればラプラスの方程式  $dE_x/dx=0$  で  $E_x$  は一定でなければならないのに  $E_x$  は  $x=0$  で

$W_b/(2\mu_p \tau_p)\{1+(W_b/L_p)^2/6\}$  から初まってコレクタ側に近付くにつれてゆるくなっていることが分かる。しかし一定の  $r$  において拡散による  $D_n d\rho/dx$  と電界による  $2E_r \mu_n d\rho$  とは式 (11) から分かるように  $x$  が変わっても  $d\rho/dr$  と  $d\rho$  との二つの量が  $x=0$  での値に比例することから分かるように式 (9) に代入して得られる  $E_r$  は  $x$  に無関係になりしかも再結合と  $i_{nr}$  も比例するので高注入のときは低注入に比べると可成りよく変数分離の近似が成立していることになる。結局上述の解法は一つの摂動法であって、空間電荷中性すなわち電場  $E_x$  = 一定の状態から出発してずれを求めたことになる。結果を図的にまとめて図 4 に示してある。

### 3. 交流におけるベース抵抗

基本式はほとんど菅野の論文でも Herlet らの論文でも同じであるが、これらを交流が重ね合せた場合に拡張する。基本式 (1) は微小振幅で

$$\begin{aligned} I_{pr} + i_{pr} \exp(j\omega t) &= q\mu_p \rho E_r - qD_p \operatorname{grad}_r \rho \\ &+ q\mu_p \delta \rho \exp(j\omega t) E_r + q\mu_p \rho e_r \exp(j\omega t) \\ &- qD_p \operatorname{grad}_r \delta \rho \exp(j\omega t) = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

となるが当然交流分と直流分について分離できるから

$$i_{pr} = q\mu_p \delta \rho E_r + q\mu_p \rho e_r - qD_r \operatorname{grad}_r \delta \rho = 0 \quad (17)$$

を得る。半径方向電子電流密度は当然

$$i_{nr} = +q\mu_n \delta n E_r + q\mu_n n e_r + qD_n \operatorname{grad}_r \delta n \quad (18)$$

で与えられるが、空間電荷中性を用いると、

$$\begin{aligned} i_{nr} &= q\mu_n \delta \rho E_r + q\mu_n n e_r + qD_n \operatorname{grad}_r \delta \rho \\ &= 2\delta \rho q\mu_n E_r + q\mu_n e_r (n\tau_p) \end{aligned} \quad (19)^{**}$$

を得る。

ここで近似をおく。それは高周波で使うトランジスタは大きな半径を持っても意味がないことは後述するが、直流的にベースの面内に電位差ができていような大きな半径のものでは到底満足には使えないから直流バイアスの電位分布はないものとする。すなわち、 $n$  と  $p$  は  $r$  によって変わらず、また  $E_r$  は零とおく。すなわち、

\*  $W_b$  が  $L_p$  に近付くと、 $E_x(x=0)$  は  $D_p/(\sqrt{2}\mu_p L_p) = kT/(q\sqrt{2}L_p)$  に近付く。

\*\* 四極トランジスタでは  $E_r$  を作るようにベース層に電圧を加えてある。したがって、第1項が無視できず、 $e_r$  が小さくても一定の再結合を補う電流が流れる。すなわち、ベース内の交流電位降下は小さくてもよいのである。

\* 一般の解で  $D_p$  を  $2D_p$  として解いて得られる。一般の解については、たとえば Shea: Principles of Transistor Circuit p 370, John Wiley and Sons, Inc, New York, (1953)。

\*\* この式は Valdes の解析で  $x=W_b$  で  $\delta\rho=0$  として得られる。



$$\begin{aligned}
 i_{nr} &= -q \mu_n e_r (n+p) = -e_r / \rho \\
 &= q D_n (1+n/p) \text{grad}_r \delta p \\
 \rho &= 1/\{q \mu_n (n+p)\}, \quad n=n_b + \Delta n, \quad p=p_b + \Delta p \\
 &\quad (20)
 \end{aligned}$$

かつ  $\Delta n = \Delta p$  である。すなわち、オームの実効抵抗  $\rho$  と考える方がはるかに考え易い関係式になっている。

電流の連続性については

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \{r i_{nr} \exp(j \omega t)\} \\
 &= q \delta p \exp(j \omega t) / \tau_p + q \frac{\partial}{\partial t} \{\delta p \exp(j \omega t)\} \\
 &= q \delta p \exp(j \omega t) / \tau_p + q j \omega \delta p \exp(j \omega t) \\
 &\quad (21)
 \end{aligned}$$

であるから、再び変数分離ができるとして、

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} (r i_{nr}) = q \delta p / \tau_p + q j \omega \delta p \quad (22)$$

を用いればよい。注入の程度によって寿命  $\tau_p$  が変わらず、コレクタ電圧も大きくて  $x=W_b$  すなわちコレクタ・ベース接合のところでの正孔密度が零と見なせるならば、ベース内正孔密度分布は  $x$  方向に  $\delta p(x=0)$  に比例してほぼ同じ形で分布するから任意の点で  $d \delta p / (dr)$  は  $\{d \delta p / (dr)\}_{x=0}$  に比例し、 $\Delta p \gg p_b$  であれば  $r$  一定のところで  $\delta p$  が大よそ  $\Delta p$  に比例する範囲では\*、誘起する電界  $e_r = -q \rho D_n (1+n/p) d \delta p / (dr) \approx -(\text{const}) kT / (q \Delta p) d \delta p / (dr)$  で大よそ  $x$  に無関係となるが一般には  $e_r$  は  $r$  の関数であると共に  $x$  の関数であるから、直交するとした正孔電流と電子電流各々の連続性より導かれる変数分離解は一次近似の域を出ないことが当然納得される。しかし、一般解は困難なので変数分離ができるとして一次元解析をつづける。式 (22) に式 (20) を代入すると、

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d \delta p}{dr} \right) = \frac{\delta p (1/\tau_p + j \omega)}{b \left( 1 + \frac{n}{p} \right) D_p} \quad (23)$$

また

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} (r e_r) = \frac{\delta p (1/\tau_p + j \omega)}{\mu_n (n+p)} \quad (23')$$

を得るが  $2 \pi r \int_0^{W_b} i_{nr} dx$  は  $r$  における全ベース電流であるから  $j_b(r)$  とおくと、

$$\frac{d}{dr} j_b(r) = 2 \pi r q \int_0^{W_b} (\delta p / \tau_p + j \omega \delta p) dx \quad (24)$$

となる。一方

$$\frac{d i_{px}}{dx} = -q (\delta p / \tau_p + j \omega \delta p) \quad (25)$$

$$\int_0^{W_b} \frac{d i_{px}}{dx} dx = -(1-\alpha) i_{px}(x=0) \quad (26)$$

であるから

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dr} j_b(r) &= +2 \pi r (1-\alpha) i_{px}(x=0) \\
 &= +2 \pi r (1-\alpha) y_{be} v_{be} \quad (27)
 \end{aligned}$$

となる。しかし、以上の交流解では全く空乏層容量を無視しているから空乏層容量を考えに入れると、

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dr} j_b(r) &= 2 \pi r \{ (1-\alpha) y_{be} \\
 &\quad - j \omega c_J - j \omega c_c (k-1) \} v_{be} \quad (28)
 \end{aligned}$$

となる。こゝに各々  $c_J$  はエミッタ・ベース接合の、 $c_c$  はコレクタ・ベース間接合の単位面積あたりの空乏層容量、 $k$  は  $v_{ec}/v_{be}$  で電圧増幅率である。しかし  $v_{be}$  は  $r$  の関数になるのであるから当然、 $v_{ec}$  も  $r$  の関数になりしたがって  $k$  も  $r$  の関数となるから上式は容易にはとけない。容易にとけるのは右辺が  $r$  に無関係なアドミタンス  $y$  を用いて

$$\frac{d}{dr} j_b(r) = 2 \pi r y v_{be} \quad (29)$$

または

$$\frac{d}{dr} j_b(r) = 2 \pi r y (v_{ce} - v_{be}) \approx 2 \pi r y k v_{be} \quad (29')$$

とおけるときだけであって、言い換えると、 $|k| \gg 1$ 、 $|(1-\alpha) y_{be} + j \omega c_J| \gg |j \omega c_c (k-1)|$  のいずれかの場合に限られる。式 (29) を用いることにすると、式 (20) とより

$$\frac{d v_r}{dr} = -e_r = + \rho i_{nr}(x=0) \quad (30)$$

$i_{nr}(x)$  を求めるために  $\delta p$  の分布を求める。

$$\begin{aligned}
 i_{px} &= -q \frac{d \delta p}{dx} D_p \left( 1 + \frac{\Delta p + p_b}{\Delta p + n_b} \right) \\
 &= q E_x \delta p \mu_p + q e_x \mu_p (2 \Delta p + n_b + p_b) \\
 &\quad (31)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 j \omega \delta p + \delta p / \tau_p &= -\text{div}_x i_{px} / q \\
 &= D_p \frac{d^2 \delta p}{dx^2} \left( 1 + \frac{\Delta p + p_b}{\Delta p + n_b} \right)
 \end{aligned}$$

\* すなわち、 $\delta p$  の減衰が直流と相似と見なせる必要がある。言い換えれば低周波であることが必要で  $\alpha$  しや断周波数以上では妥当ではない。当然位相ずれが出て  $x$  がますと  $e_r$  に位相ずれがあるようになるから一定ではない。

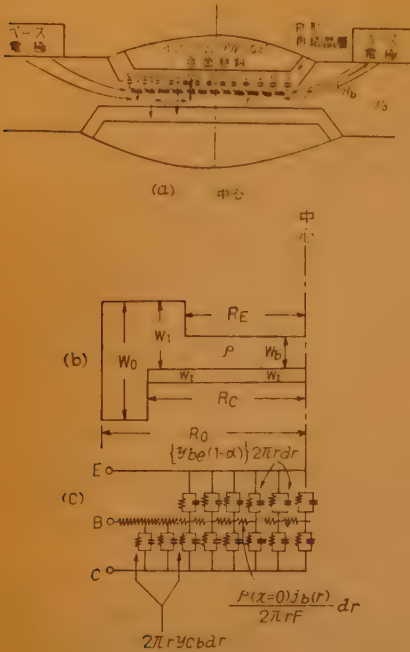


図5 円盤形トランジスタの解析模型  
Fig. 5—Model of disc-type transistor and its simplification.

$$+ \frac{d \delta p}{dx} D_p \frac{n_b - p_b}{(\Delta p + n_b)^2} \frac{d \Delta p}{dx} \quad (31')$$

$$\frac{d^2 \delta p}{dx^2} + \frac{d \delta p}{dx} \frac{(n_b - p_b)}{(\Delta p + n_b)(\Delta p + p_b + n_b)} \frac{d \Delta p}{dx} - \delta p \left( \frac{1}{D_p \tau_p} + \frac{j \omega}{D_p} \right) \frac{\Delta p + n_b}{2 \Delta p + p_b + n_b} = 0 \quad (32)$$

低注入状態では  $\Delta p \ll n_b$  として

$$\frac{d^2 \delta p}{dx^2} - \delta p \left( \frac{1}{D_p \tau_p} + \frac{j \omega}{D_p} \right) = 0 \quad (32')$$

$$\delta p = \delta p(x=0) \frac{\sinh\{(W_b - x) \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\}}{\sinh\{W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\}} \quad (33)$$

$$\beta = \text{sech}\{W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\} \quad (34)$$

高注入状態では  $\Delta p \gg n_b$  として

$$\frac{d^2 \delta p}{dx^2} - \delta p \left( \frac{1}{2 D_p \tau_p} + \frac{j \omega}{2 D_p} \right) = 0 \quad (32'')$$

$$\delta p = \delta p(x=0) \frac{\sinh\{(W_b - x) \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\}}{\sinh\{W_b \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\}} \quad (33')$$

$$\beta = \text{sech}\{W_b \sqrt{1/(2 L_p^2) + j \omega/(2 D_p)}\} \quad (34')$$

を得る。α シャ断周波数は通常の倍になる\*。

$$\frac{d r_{nr}}{dr} = r q (1/\tau_p + j \omega) \delta p \quad (35)$$

で電子電流は横方向だけと考えているから、 $2\pi r i_{nr}$  も  $x$  については  $\delta p(x=0)$  に比例した同じ形と考える。したがって一般に

$$\begin{aligned} j_b(x) &= 2\pi \int_0^{W_b} r i_{nr} dx \\ &= 2\pi r \int_0^{W_b} \delta p / \delta p(x=0) d x i_{nr}(x=0) \end{aligned} \quad (35')$$

であるから、低注入のときは

$$\begin{aligned} \frac{j_b(r)}{i_{nr}(x=0)} &= 2\pi r \int_0^{W_b} \frac{\sinh\{(W_b - x) \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\}}{\sinh\{W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\}} dx \\ &\quad - 2\pi r \left\{ 1 - \cosh\left(W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\right) \right\} \\ &\quad = \frac{\sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p} \sinh\left(W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\right)}{\sinh\left(W_b \sqrt{1/L_p^2 + j \omega/D_p}\right)} \end{aligned} \quad (36)$$

高注入のときは

$$\begin{aligned} \frac{j_b(r)}{i_{nr}(x=0)} &= 2\pi r \int_0^{W_b} \frac{\sinh\{(W_b - x) \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\}}{\sinh\{W_b \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\}} dx \\ &\quad - 2\pi r \left\{ 1 - \cosh\left(W_b \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\right) \right\} \\ &\quad = \frac{\sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p} \sinh\left(W_b \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\right)}{\sinh\left(W_b \sqrt{1/2 L_p^2 + j \omega/2 D_p}\right)} \end{aligned} \quad (35'')$$

を得る。この二つの関数で近似される関数を  $2\pi r F$  とおくと式 (36) は

$$\begin{aligned} \frac{d i_r}{dr} &= \rho(x=0) i_{nr}(x=0) \\ &= \rho(x=0) j_b(r) / (2\pi r F) \end{aligned} \quad (37)$$

となる。ただし  $F$  は  $W_b [1/L_p^2 + j \omega/D_p]^{1/2}$  (低注入)

\*  $f_a$  が  $I_a$  と共に増して倍になることは言えたが、それ以上  $I_a$  をますと  $f_a$  と  $|\alpha|$  とが低下することは説明されていないようである。

および、 $W_b\{1/(2L_p^2)+j\omega/(2D_p)\}^{1/2}$  (高注入) の絶対値が各々1より小である限りにおいては丁度  $W_b/2$  になるから

$$\frac{dv_r}{dr} = \rho(x=0)j_b(r) / (\pi r W_b) \quad (37')$$

と言う簡単な式になる。  
すなわち、大よそ  $\alpha$  し  
ゃ断周波数以下では式  
(37') を用いてよいの  
である。

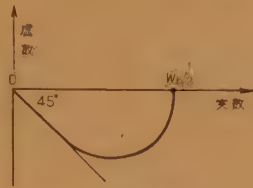


図6  $F$  の関数形  
Fig. 6—Function  $F$ .

以下簡単な解析によって

$$v_{be} = v_{be}(R_E) \frac{J_0\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}r\right)}{J_0\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)} \quad (38)$$

$$j_b(R_E) = -2\pi R_E j y \sqrt{\frac{F}{\rho(x=0)y}} \cdot \frac{J_1\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)}{J_0\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)} v_{be}(R_E) \quad (39)$$

$$j_e(R_E) = \int_0^{R_E} y_{be} v_{be} \cdot 2\pi r dr = -2\pi R_E y_{be} j \sqrt{\frac{F}{\rho(x=0)y}} \cdot \frac{J_1\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)}{J_0\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)} v_{be}(R_E) \quad (40)$$

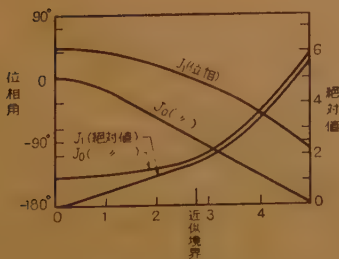


図7  $J_0(x)$ ,  $J_1(x)$   
Fig. 7—Functions  $J_0(x)$ ,  $J_1(x)$ .

$$j_e(R_E) = \int_0^{R_E} 2\pi R_E \alpha y_{be} v(r) dr = -2\pi R_E \alpha y_{be} j \sqrt{\frac{F}{\rho(x=0)y}} \cdot$$

$$\frac{J_1\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)}{J_0\left(j\sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}}R_E\right)} v_{be}(R_E) \quad (41)$$

以上の解析の近似展開を行なうと、

$$\left| \sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}} R_E \right| < 2\sqrt{2} \quad \text{であれば} \quad Z_{in} = \frac{j_b(R_E)}{y_{be}(R_E)} = \frac{1}{\pi R_E^2 y} + \frac{\rho(x=0)}{8\pi F} \quad (42)$$

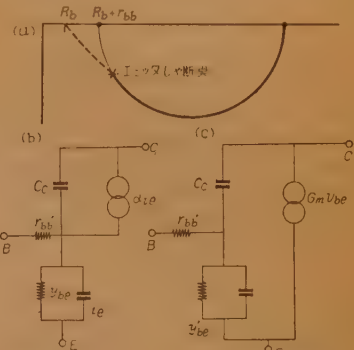


図8 エミッタしゅ断までの等価回路  
Fig. 8—Equivalent circuit at the frequency lower than the emitter cut off.

$$G_m = \alpha y_{be} = \frac{j_e(R_E)}{v_{be}(R_E)} = \pi R_E^2 \alpha y_{eb} \cdot \frac{1}{\pi R_E^2 y} = \frac{1}{\pi R_E^2 y} + \frac{\rho(x=0)}{8\pi F} \quad (43)$$

$$\left| \sqrt{\frac{\rho(x=0)y}{F}} R_E \right| > 2\sqrt{2} \quad \text{のとき} \quad Z_{in} = \frac{\sqrt{\rho(x=0)y}}{2\pi R_E \sqrt{yF}} \quad (42')$$

$$G_m = 2\pi R_E \alpha y_{eb} \sqrt{\frac{F}{\rho(x=0)y}} \quad (43')$$

を得る。二つの近似の境は丁度式 (42) において第1項と第2項とが等しくなるところに一致しているが、第1項は式 (43) より見ると丁度電流起電力に役立つ分、第2項は無効分を現わすのであるからいわゆるベース抵抗  $r_{bb'}$  に匹敵する\*。したがって二つの近似の境界はエミッタしゅ断周波数になるのである。しかもその境界までは従来用いられて来た図8の等価回路で考えることができるのである。

\* このようなベース抵抗の導き方は筆者ら (8) および菅野 (10) によって求められたものと思われる。



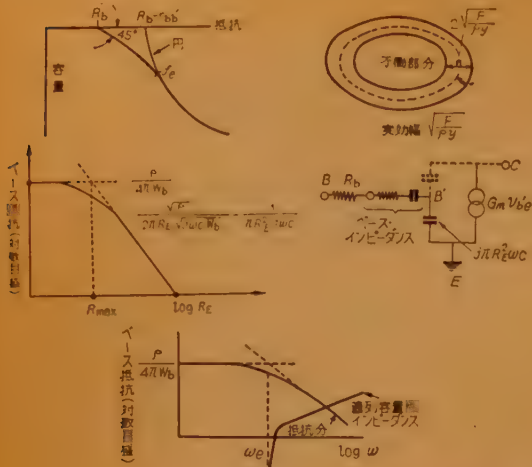


図9 エミッタシャ断  $f_e$  より高い周波数での特性 (ただし  $f_e > f_c$ )

Fig. 9—Characteristics at the higher frequency than emitter cut off. (but  $f_e > f_c$ )

#### 4. 結果と討論

上記の解析は従来筆者らと R.L. Pritchard とが行なって来た等価回路的な考え方と E. Spenke らと菅野とが行なった直流における変数分離近似とを結びつけたものであるが、その結果低周波数では菅野の得たベース抵抗  $r_{bb'} = \rho_0 / (4\pi W_b)$  (低注入) と  $r_{bb'} = 1 / (4\pi q \mu_n d p W_b)$  (高注入) と言う結果と E. Spenke らの得た有効ベース幅  $\sqrt{2\mu_p k T \tau_p / q} = \sqrt{2D_p \tau_p} = \sqrt{2L_p}$  と一致するが、高い周波数では  $r_{bb'} = \rho / (8\pi F)$  (ただし  $\rho = 1 / \{q(2d p + n_b + p_b) \mu_n\}$ ,  $F$  は  $\alpha$  シャ断周波数以下で  $W_b/2$ ,  $\alpha$  シャ断周波数より可成り高い周波数では  $\sqrt{D_p / (j\omega)}$  または  $\sqrt{2D_p / (j\omega)}$  になる) で、 $\alpha$  シャ断周波数以下では  $1 / \{4\pi q \mu_n (p_b + n_b + 2d p) W_b\}$  として与えられベース抵抗率などの補正をほどこせば J.M. Earley の与えた  $\rho / (8\pi W_b)$  を用いることができることになった。それよりも高い周波数では誘導性のベース抵抗となり周波数の平方根に比例して増大しつつ  $+45^\circ$  の位相角に漸近することになる。

筆者らが求めたように式 (43') からベースはそのへりに沿ってわずか  $\{F / \rho(x=0)\}^{1/2}$  だけが有効なのであってそれより大きな半径のものを作れば最初からエミッタシャ断を起こして真中は動らないのである。すなわち、エミッタシャ断はエミッタ全面が働らくための限界を示すのであって、こゝに、集中定数回路による近似の限界・エミッタシャ断・許容最大面積の3者は全く同じことになることが明らか

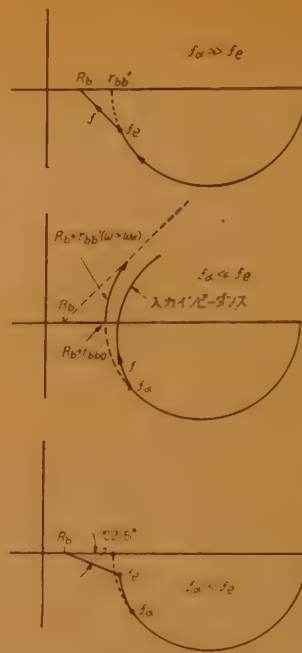


図10 入力インピーダンスと  $f_e, f_c$  との関係

Fig. 10—Relation between input impedances and emitter cut off and  $\alpha$  cut off.

して増すから電力利得も下がり最大出力とバイアス電力の比も小となってはなほだしく損となる。したがって無駄の無いトランジスタの最大面積は大よそエミッタシャ断によって決まっていると言える。熱抵抗  $R_T$  が面積に逆比例すると仮定すると面積と最大電力は許容最大温度  $T_c$  と熱抵抗  $R_T = r_T (\pi R_E)^2$  から

$$T_c = W_{\max} R_T = W_{\max} r_T / (\pi R_E^2) \quad \text{で与えられるから}$$

$T_c = W_{\max} r_T [ (1 \sim 8) \pi F \{y \rho(x=0)\} ]$  使用は当然  $\alpha$  シャ断周波数  $f_e$  以下であるから  $F$  を  $W_b/2$  ととて

$$W_{\max} = (T_c / r_T) [ (0.5 \sim 4) \pi W_b / y \rho(x=0) ]$$

かつ、 $\alpha$  シャ断周波数で、もれアドミタンス  $y$  が電容量とすると  $i \omega q l_e W_b^2 / (3 k T D_p) = 2 j q l_e / (3 k T)$  で与えられるから  $f_e$  まで使えるようにしたとき

$$W_{\max} \leq (T_c / r_T) [ (0.5 \sim 4) 3 k T (\pi D_p / f_e)^{1/2} \cdot \{2 q l_e \rho(x=0)\} ]$$

となって最大電力  $W_{\max}$  は大よそ  $f_e^{-1/2}$  に比例することが分かる ( $y$  が空乏層容量で  $W_b$  に無関係とすると、 $f_e^{-3/2}$  に比例する)

トランジスタの入力インピーダンスは  $\alpha$  シャ断周波

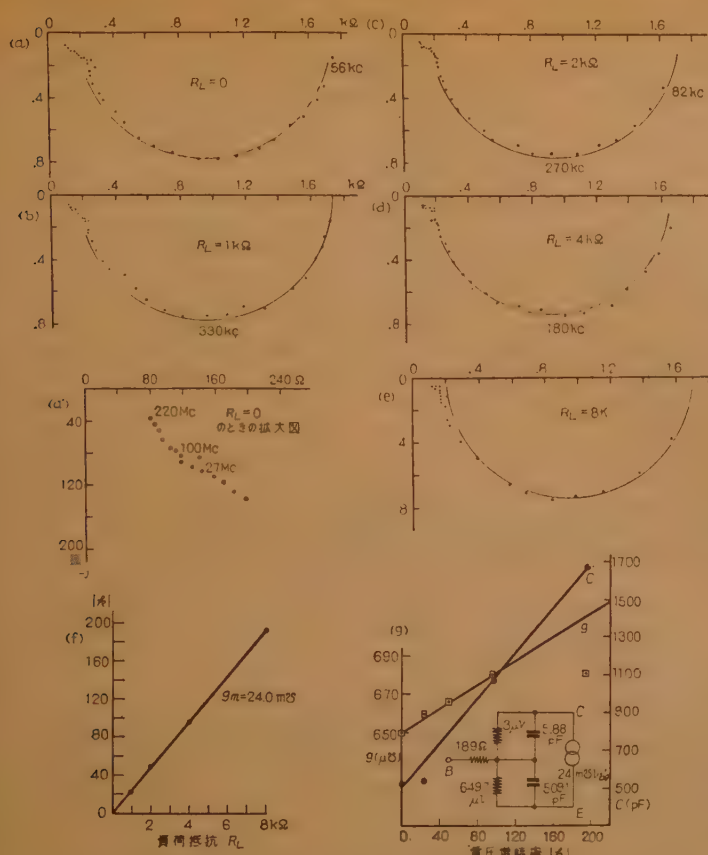


図11 接合形トランジスタにおけるエミッタ接地入力インピーダンス  
Fig. 11—Emitter grounded input impedances in the junction transistor.

数  $f_a$  の上か下かで大いに異なることになったが一般には  $f_a$  の下でエミッタシャ断を起こしていることが多い。そのような場合  $y$  の中の容量分は  $j\omega qI_e \tau_p W_b^2 / (3kTL_p^2)$  であって一定のコンデンサで表現できるから入力インピーダンスはエミッタシャ断までは純抵抗に近い  $\rho(x=0)/(4\pi W_b)$  だけのベース抵抗と抵抗と容量の並列になった値をとる。図11に測定の一例を示してあるようにコレクタにつなぐ負荷  $R_L$  を変えて電圧増幅率を変えエミッタ・ベース間アドミタンスとベース・コレクタ間アドミタンスに分離して示したがさらにそのエミッタバイアス電流による変化をプロットすることも試みてある。しかし、エミッタ・ベース間アドミタンスもコレクタ・ベース間アドミタンスも容量性の分を持つから周波数と共に増加して遂にはエミッタシャ断になる。その点からは

$$Z_{in} = \frac{\sqrt{\rho(x=0)}}{2\pi R_E \sqrt{j\omega c W_b}}$$

となって位相角  $-45^\circ$  で周波数と共にインピーダンスはへりつづける。エミッタシャ断周波数で真のベース抵抗  $r_{bb'}$  と「真のベース」 $B'$  とエミッタ  $E$  間のインピーダンスが等しくなる点で位相角が大よそ  $-45^\circ$  になっていることも良く一致している。

その結果、市販のトランジスタでも極く低い周波数から既に  $-45^\circ$  になっているものも認められたが、これは  $\alpha$  シャ断の方の設計はよいが、面積を大きくとりすぎてエミッタシャ断を起こしていることを示している。

ベース層からベース電極までの間の抵抗  $\rho_0/(2\pi W_b) \ln(R_B/R_E)$  は J.M. Earley によっても導かれたが無視できないことは著者<sup>(9)</sup> および菅野<sup>(10)</sup> によって注意されたところであった。この測定結果から見ても、ベース層自体の抵抗  $r_{bb'}$  の他に余分の抵抗  $R_b$  があることが分かる。これらは各々真のベース抵抗  $r_{bb'}$ , 外部抵抗  $R_b$  として呼び分けてゆくのが適当と考えられる。当然エミッタシャ断も真のベース抵抗  $r_{bb'}$  を対称として考えるべきものである。

メサ形についても全く同様の解析が

できる。

$$r_{bb'} = \rho(x=0)W/(3W_bL)$$

紐状エミッタ幅の限界は  $W \leq [F/y\rho(x=0)]^{1/2}$  である。また、実効幅も同じである。入力インピーダンスは  $\{\rho(x=0)/yF\}^{1/2}$  に近付いてゆく。最大電力について考えると紐状の電極の長さに関するもう一つの分布定数による計算があるのでたしかなことは分からない。しかし紐状電極の幅に関する本理論では限界幅は大よそ  $f^{-1/4} \sim f^{-3/4}$  に比例する。

これらの特性は  $\alpha$  シャ断周波数以下では比較的容易に求められるが、 $\alpha$  シャ断周波数より上では色々な等価回路素子がことごとく非直線性となるから複雑である。これらは別にまとめて報告する。

この計算は大電力トランジスタの面積と許容電力または耐圧との関係の理論的検討、太陽電池、EL板の素片の大きさなどの決定にも応用することができよう。

平素より御指導下さる渡辺寧名誉教授, 計算の一部を担当した保坂雄・伊藤智祥・平間恒の諸君, 実験の一部を担当した林美博・春日井敬彦・渡辺勇の諸君に厚く謝意を表する次第である。

### 文 献

- (1) R.L. Pritchard: Conv. Rec. of I.R.E. Pt. 3, (1954).
- (2) N.H. Fletcher: I.R.E. 43, 5, p 551, (May 1955).
- (3) R.N. Hall: I.R.E. 40, 11, p 1512, (Nov. 1952).
- (4) 保坂雄, 西沢潤一, 渡辺寧: 東北大学電子工学研究会 (昭 33-03-14).
- 渡辺寧, 西沢潤一, 平間恒, 伊藤智祥: 同上 (昭 33-06-06).

- 東北大学電通雑誌会記録 27, p 129, (昭 33-07).
- (5) R.L. Pritchard: I.R.E. 46, 7, p 1152, (July 1958).
- (6) R.E. Emeis, A Herlet and E. Spence: I.R.E. 48, 7, p 1120, (July 1958) 2 S. Nortenforsch. 12 a, 12, p 1016, (Dec. 1957).
- (7) 菅野: 信学誌 43, 3, p 280, (昭 35-03), 昭 34 信学全大 326.
- (8) J. Nishizawa and Y. Watanabe: Science Rep. of RITU, B. 10, 2, p 109, (1958).
- (9) 渡辺, 西沢, 松本, 佐々木: 昭 33 信学全大 200. 林, 春日井, 西沢, 渡辺: 電気学会トランジスタ委資料, 34-15 A (昭 34-08).
- (10) 菅野: 信学誌, 43, 3, p 280, (昭 35-03).

(昭和 35 年 8 月 6 日受付)

UDC 621.397.132 : 681.846.73  
621.376.3

## カラー VTR 用周波数変換形低搬送波 FM 変復調器\*

正 員 稲 津 稔

(日本放送協会技術研究所)

要約 副搬送波が重ね合されているカラー TV 信号をビデオテープレコーダを用いて録画, 再生する場合に発生するビート妨害の発生原因は, (i) 折返しスペクトラムの発生, (ii) 変復調器における低搬送波信号とビデオ信号の相互漏れによるもの, (iii) 低搬送波伝送系の非直線ひずみによるものに分けることができ, いずれも周波数変換形の低搬送波 FM 変復調器を用いて除去することができた。本報告においては変復調器の設計およびその特性, ならびに本機を用いた場合のビート妨害除去の効果について述べる。

### 1. は し が き

アンペックス形のビデオ・テープレコーダ (VTR) にカラー信号を録画する場合には, 改良すべき種々の問題点があった。その一つとしてビート妨害が挙げられる。すなわち VTR は低搬送波 FM 録画方式<sup>(1)</sup>を用いているため, FM 信号成分の占める比帯域がかなり広く (0.5~7 Mc), したがって変調信号に副搬送波が重ね合されている場合にはビート妨害が起りやすく, この点がカラー信号録画上の一つの障害とされてきた。この解決策として, 外国の VTR 製作会社においては変調器を周波数変換形の変調器とし, 復調器には低搬送波のままで復調する平衡形低搬送波 FM 復調器を用いて一応ビート妨害の除去対策としているが<sup>(2)</sup>, ビート妨害の発生原因について報告もなく, したがって, このような変調, 復調方式をとるに至った

理由も明らかにされていない状態であって, しかもこの種の変復調器は実際にビート妨害除去の機能を安定に果しているとはいえない。一方, 筆者はカラー VTR の研究に関連して<sup>(3)</sup>, このようなビート妨害の起こらない変復調器を製作するにあたり, ビート妨害の発生原因を4つに分けて考察し, これらの発生原因をすべて除去した変復調方式を提案し, これにしたがって設計製作した変復調器を用いてカラー VTR の再生面からビート妨害を取除くことができた。このようにして製作された低搬送波変復調器は, ビート妨害が除去されたばかりでなく再生信号の直線性のよい点, 瞬時周波数が高くなるにしたがい通過帯域幅が広くなり, かつ搬送波漏れが少ない点等, 従来の変復調器に比較して, きわめて優れた特性をもつものであることが明らかとなった。

### 2. 低搬送波 FM 伝送における ビート妨害の発生原因

カラー信号のように副搬送波を含んだ信号を, 低搬送波 FM 伝送した場合のビート妨害発生原因として

\* Frequency Conversion Type Low Frequency Carrier Modulator and Demodulator for Colour VTR. By MINORU INATSU, Member (Technical Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3339]



考えられるものを大別するとつぎの 4 項になる。

- (1) 折返しスペクトラムの発生によるもの、
- (2) 変調器における変調信号成分の搬送波出力側への漏れによるもの、
- (3) 復調器における搬送波成分の復調信号側への漏れによるもの、
- (4) 低搬送波伝送系の非直線特性に起因するスプリアス成分によるもの、

ここで各項の説明にあたり低搬送波の中心周波数を 5 Mc 変調信号を周波数  $f_p (= 3.58 \text{ Mc})$  の連続正弦波とし、最大周波数偏移  $f_d$  を 1.5 Mc として考察しよう。

(1) は  $2f_p > f_c$  の場合に式 (1) 第 1 項および図 1 に示すように第 2 側帯波成分が折返ってスプリアス成分となる場合であって、この現象は高い周波数で変調した後に低搬送波帯へ周波数変換する場合も、また従来の白黒 VTR で用いられているマルチバイブレーションによる低搬送波直接変調の場合も同様に発生する。

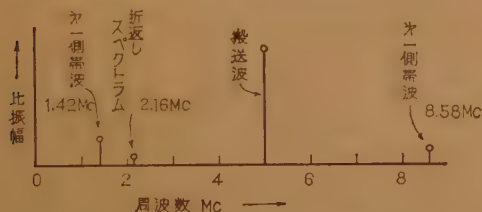


図 1 折返しスペクトラムの発生

Fig. 1—Generation of folded frequency spectrum.

$$\begin{aligned}
 S = & J_{-2} \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos[(2p - \omega_c)t + \pi - \varphi] \\
 & + J_{-1} \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos \left[ (\omega_c - p)t - \frac{\pi}{2} + \varphi \right] \\
 & + J_0 \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos(\omega_c t + \varphi) \\
 & + J_1 \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos \left[ (\omega_c + p)t + \frac{\pi}{2} + \varphi \right] \\
 & + J_2 \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos[(\omega_c + 2p)t + \pi + \varphi] \quad (1)
 \end{aligned}$$

ここで、 $J_n$  は第 1 種ベッセル関数の第  $n$  次の値  
 $\omega_c = 2\pi f_c$ ; 無変調状態の低搬送波角周波数  
 $p = 2\pi f_p$ ,  $\omega_d = 2\pi f_d$

このようにして発生したスプリアス成分は復調後は  $2(f_c - f_p)$  のスプリアス成分となってビート妨害を起こす。(2) の発生原因は変調信号が変調器を通過して低搬送信号側へ直接漏れてゆくもので、マルチバイブレーション波による周波数変調器を用いた場合には、

被変調発振器を構成する 2 つの真空管の陽極から出力を平衡して取出すことによって、変調信号の出力側への漏れを減衰させているが、信号の比帯域が広いため、実際には全帯域にわたって平衡をとることは困難であり、変調信号成分の出力側への漏れが見られる。図 2 はこの種の漏れを示したもので、このようなスプリアス成分を含んだ低搬送波を復調した場合には  $2f_p - f_c$ ,  $f_p - f_c$  の周波数のスプリアス信号が現われる。

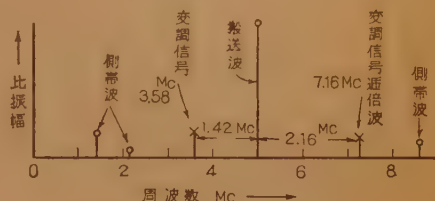


図 2 変調器側における漏れ妨害

Fig. 2—Leakage interference of modulation signal in modulator.

(3) の発生原因は (2) と全く逆の場合と考えられ、復調器において搬送波側のスペクトラム成分が復調信号側へ直接漏れる場合であって、図 3 に示すようにスプリアス成分の周波数は  $f_c$ , および  $f_c - f_p$ ,  $2f_p - f_c$  となる。以上 3 項の発生原因は変復調器だけで発生するものであるが、(4) の発生原因は変復調器だけでなく、低搬送波伝送系（たとえば VTR のその他の増幅器系統）においても起こるものである。すなわち低搬送波 FM 信号がある伝送系を通過した場合に、入出力信号の間に直線的な振幅関係がないために、発生するスプリアス成分がビート妨害を起こすものであ

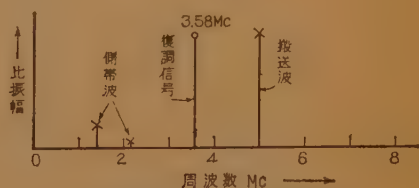


図 3 復調器側における漏れ妨害

Fig. 3—Leakage interference of carrier in demodulator.

る。いま、1 つの伝送系の入力搬送波信号を  $S_i$ , 出力搬送波信号を  $S_o$  とし、入出力信号間の非直線関係が  $S_i$  の任意の振幅値の範囲内で、式 (2) の関係  $f(S_i)$  で示されるとする。

$$S_o = f(S_i) = a_0 + a_1 S_i + a_2 S_i^2 + a_3 S_i^3 + \dots \quad (2)$$

$$S_i = A \sum_{n=-2}^1 J_n \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cos \left[ (\omega_c + np)t + \frac{n\pi}{2} + \varphi \right] \quad (3)$$

式(2),(3)から得られる $S_0$ のスプリアス成分は $a_2S_i^2, a_3S_i^3, a_4S_i^4, \dots$ の各項から発生し、低搬送波伝送であるため比帯域が広く、これらのスプリアス成分が伝送帯域内に混入する機会が一般の FM 伝送にくらべてきわめて多い。 $\omega_c$ と $p$ に前記の実際の数値を入れて式(2),(3)から算出したスプリアス成分の周波数は、 $p$ を色々変化させて実測した結果とよく一致し、低搬送波伝送で発生するスプリアス成分のほとんどをこの発生原因から得られる成分と対応させることができる<sup>(4)</sup>。また式(2),(3)は真空管特性、ダイオード特性などの非直線特性の場合に適用しやすいが、一般の非直線特性を $-1 \leq S_i \leq +1$ の間について表示するには任意の区間を式(4)のようにフーリエ級数表示する方がよく、このようにして算出したスプリアス成分の周波数は式(2),(3)から得られたものと同様である。

$$S_0 = f(S_i) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\pi S_i + b_n \sin n\pi S_i) \quad (4)$$

$$a_n = \int_{-1}^{+1} S_0 \cos n\pi S_i dS_i$$
$$b_n = \int_{-1}^{+1} S_0 \sin n\pi S_i dS_i$$

このような、低搬送波伝送系における非直線ひずみについては別に報告することとし、ここではこのような発生原因によるビート妨害の除去対策が必要であることを述べ、おもにその除去対策について考察してみよう。

3. ビート妨害除去対策

前節で述べたような原因によるビート妨害の発生原因を取除くため、つぎに述べる対策を行った。まず(2),(3)で述べた信号の漏れを取除くため変調および復調を、いずれも低搬送波に比較してかなり高い周波数(変調は 85 Mc 帯、復調は 65 Mc 帯)で行ない、変復調信号(ビデオ信号)と低搬送波信号との間に 85 Mc 帯または、65 Mc 帯の中間周波増幅段を設けて相互の信号の漏れを充分減衰させている。つぎに(1)で述べた折返しスペクトラム妨害の除去対策としては 85 Mc 帯で変調を行ない振幅制限を行なって AM 分を除去した後、

80 Mc の局部発振器出力と混合する前に、局部発振周波数より低い成分をトラップによって減衰させることによって、周波数変換とともに折返る成分を除去している。したがって低搬送波の状態では非直線回路を通さない限り、折返し成分は発生しない。つぎに(4)の対策としては、低搬送波の伝送系統全体を通じて、非直線特性を取除いておくことが必要であり、とくに復調器における振幅制限回路は代表的な非直線回路であるため、最も大きいビート妨害の発生原因となる。したがって復調器の入力部で、低搬送波を 65 Mc 帯へ高域変換することによって信号の比帯域を狭くした後に振幅制限を行ない、スプリアス成分の通過帯域内への混入を防止している。以上の対策によって前節のべたビート妨害はすべて除去されることとなる。つぎに、これらの対策を実現するために、開発した周波数変換形の変調器、復調器の設計について述べよう。

4. 周波数変換形 FM 変調器

変調器の回路構成図は図4のとおりで、まず $V_1, V_2, V_3$ は変調信号の増幅器である。つぎの広帯域 FM 変調回路 $V_4, V_5$ で変調された 85 Mc 帯の FM 搬送波は、つぎに設けられたダイオード振幅制限器 $V_6, V_7$ で残留振幅変調成分をを除去され、さらに折返しスペクトラム成分を除去するためのトラップ付中間

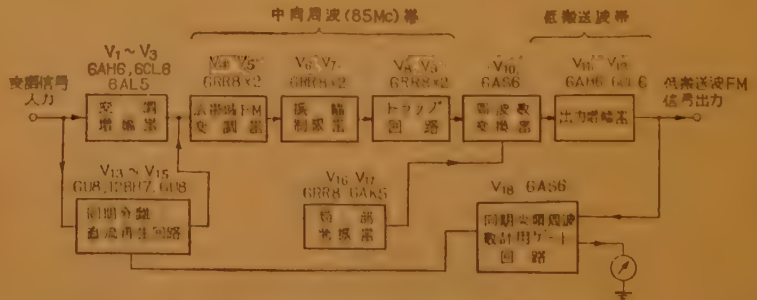


図4 変換形低搬送波 FM 変調器の回路構成  
Fig. 4—Blockdiagram of frequency conversion type low-carrier FM modulator.

周波増幅段 $V_4, V_5$ で局部発振周波数より低い成分を除去される。このような処理を受けた FM 搬送波は周波数変換器 $V_8$ によって低搬送波信号へ変換され、出力回路へ導かれる。85 Mc 帯の通過帯域幅は約 10 Mc であるが、このように変調側の周波数帯を 85 Mc 帯としたのはつぎの理由による。

まず復調器の中間周波帯を低搬送波の通倍波をさけるため約 10 倍以上離れた 60~70 Mc 帯とし、これに

対し変調器の中間周波数としては、変調器、復調器間の中間周波数相互間の直接結合をさけるため、これより約 20 Mc 離れた 45 Mc 帯、85 Mc 帯のいずれかを選ぶ必要がある。一方変調器側における変調成分の出力低搬送波側への漏れ量は、変調回路から周波数変換器までの中間周波数帯の利得と同一回路における変調信号成分の減衰量に関係する。したがって、中間周波数が 45 Mc 帯と 85 Mc 帯とでは中間周波増幅段陽極負荷回路の変調成分に対するインピーダンスをくらべると、約 12 dB だけ後者の場合が低いため、直接漏れ振幅もそれだけ少ない。このような理由から 85 Mc 帯を選ぶこととした。つぎに  $V_4$ ,  $V_5$  の周波数変調部は図 5 にその原理図を示すような、移相発振器とリアクタンス管とを組合わせた広帯域用リアクタンス管変

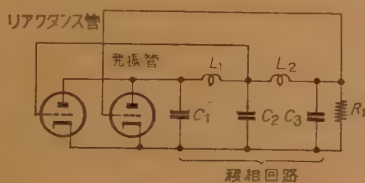


図 5 変調器原理図  
Fig. 5- Principle of modulation circuit.

調器で、最大周波数変移が大きくとれる特徴をもっている<sup>(8)</sup>。これを TV 信号変調用にするために変調管の陰極とリアクタンス管の陰極とを接続する図 6 のような陰極制御方式とした。

一方従来の低周波用のようにリアクタンス管のグリッドリークの帰線の電圧を制御する方法を用いると、変調信号に対して  $L_1$ ,  $L_2$  の呈するインピー

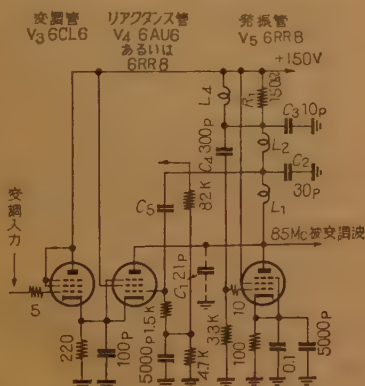


図 6 広帯域 FM 変調器  
Fig. 6-Wide band FM modulator.

ーダンスが低く、制御格子側には  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  の容量が並列に入り、したがってグリッドリークの帰線側から入った変調信号の高周波成分の減衰がはなはだしくなる欠点がある。また図 6 の回路においては変調信号の中域以下の成分がリアクタンス管および発振管の陽極負荷  $R_1$  に現われ、 $C_3$  を通してリアクタンス管の制御格子に負帰還され、したがってこの帰還ループ内の周波数特性が中域特性を悪くする原因となり、ストリ

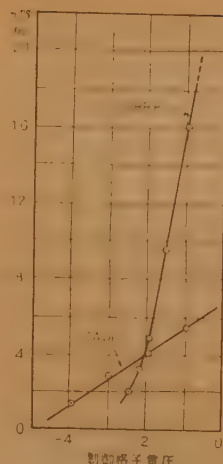


図 8 リアクタンス管の  $g_m$  特性  
Fig. 7-  $g_m$ -characteristics of reactance tube.

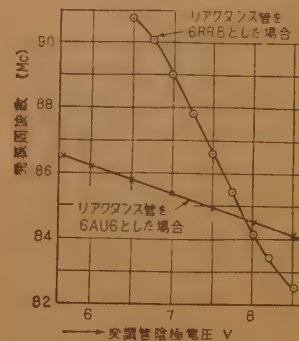


図 8 変調特性 (実測)  
Fig. 8-Modulation characteristics.

## 5. 高域変換形 FM 復調器

復調器の回路構成は図 9 に示したとおりで、低搬送波入力信号を、 $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  の増幅器で平衡した正負極性の 2 信号に分離し、 $V_4$ ,  $V_5$  の直線  $g_m$  平衡形周波数変換器で 65Mc 帯へ変換している。つぎに  $V_6$  ~

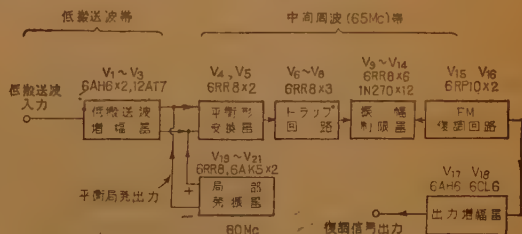


図 9 変換形低搬送波 FM 復調器の回路構成  
Fig. 9-Block diagram of frequency conversion type low-carrier FM demodulator.



$V_8$  のトラップ回路では局部発振器出力の不平衡分が漏れるのを減衰させ、続く振幅制限回路には各段にトラップが挿入され周波数変換の場合に発生する映像周波成分を除去している。この場合、局部発振周波数用のトラップの減衰量が不十分な場合には復調信号へ低搬送波と同じ周波数の搬送波漏れが、また映像周波数用トラップの減衰量が不十分な場合には低搬送波の2倍の周波数の搬送波漏れが起こる。 $V_9 \sim V_{14}$  のダイオード振幅制限回路を通過した 65 Mc 帯信号は  $V_{15}$ ,  $V_{16}$  の FM 復調回路で復調され、 $V_{17}$ ,  $V_{18}$  の出力増幅器から再生信号が送出される。以上述べた周波数変換器の特徴として、変換される信号の帯域が 0.5 Mc $\sim$ 8 Mc で、その比帯域がきわめて広いこと、変換後の中間周波帯域が被変換信号の通倍波が混入し得る帯域であることが挙げられる。したがって、これらの特殊事情からいまのべたような一般の FM 復調器とは違った復調器を用いる。つぎに、そのおもな部分について詳しくのべよう。

まず、直線  $g_m$  周波数変換器についてのべる。いま周波数変換器として用いる真空管の制御格子電圧  $E_g$  に対する  $g_m$  の変化が図 10 で示され、直線部分が近似的に次式で示されるとする。

$$g_m = g_{m0}(1 + kE_g) \quad (5)$$

一方制御格子には図 10 のように直流バイアス電圧  $E_g$  と被変換信号電圧  $e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi)$  および局部発振交流

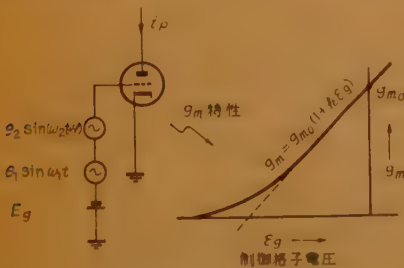


図 10 周波数変換管とその  $g_m$  特性

Fig. 12—The converter tube and its characteristics of  $g_m$  versus control grid voltages.

電圧  $e_1 \sin \omega_1 t$  の合成電圧  $e_g$  が加わっているとする。

$$e_g = E_g + e_1 \sin \omega_1 t + e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi) \quad (6)$$

陽極から得られる電流を  $i_p$  とすれば

$$\begin{aligned} i_p = & g_m e_g = g_{m0}(1 + kE_g) E_g + \frac{1}{2} k g_{m0} (e_1^2 + e_2^2) \\ & + g_{m0}(1 + 2kE_g) \{e_1 \sin \omega_1 t + e_2 \sin(\omega_2 t + \varphi)\} \\ & + k g_{m0} e_1 e_2 [\cos\{(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi\} \\ & - \cos\{(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi\}] \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{2} k g_{m0} \{e_1^2 \cos 2\omega_1 t + e_2^2 \cos(2\omega_2 t + \varphi)\} \quad (7)$$

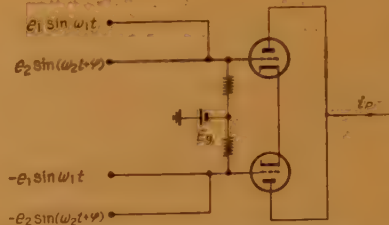


図 11 直線  $g_m$  平衡形周波数変換器

Fig. 11—Balance type frequency converter with linear  $g_m$ .

となり、各入力信号の通倍波の数は  $g_m$  が二次以上の項を含む場合に比較して極めて少なくすること

ができる。また、このような直線  $g_m$  周波数変換器を図 11 のように平衡に組合わせれば、合成された  $i_p$  においては  $e_1$ ,  $e_2$  の奇数の項は互いに打消されて次式のようなになる。

$$\begin{aligned} i_p = & 2 g_{m0}(1 + kE_g) E_g + k g_{m0} (e_1^2 - e_2^2) \\ & + 2 k g_{m0} e_1 e_2 \cos\{(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi\} \\ & + 2 k g_{m0} e_1 e_2 \cos\{(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi\} \\ & + k g_{m0} \{e_1^2 \cos 2\omega_1 t + e_2^2 \cos(2\omega_2 t + \varphi)\} \quad (8) \end{aligned}$$

(8) の各項のうち第 1, 第 2 項の直流成分, 第 5 項の第 2 高調波成分は中間周波増幅器の帯域外となって充分減衰され、また第 3 項の映像周波数  $(\omega_1 - \omega_2)$  の成分は前述のトラップによって除去されるため、 $\omega_1 + \omega_2$  の変換信号成分だけを残すことができる。変換管として 6RR8 を用いれば図 7 に示したように  $-0.5 \text{ V} \sim -1.5 \text{ V}$  の間には  $g_m$  が入力電圧に対して直線的に変化する。この直線範囲においては式 (5) の  $g_{m0}$  および  $k$  はそれぞれ  $g_{m0} = 27 \text{ mU}$ ,  $k = 0.43$  で平衡変換器全体としての低搬送コンタクトは式 (8) から 23.2 mU となる。局部発振出力用のトラップは周波数変換器の陽極およびそれに続く増幅回路に組込まれており、被変換信号の 0.5 Mc 以上の成分を変換するため、トラップとしては 60 Mc で充分減衰し 60.4 Mc では通過帯域と同じ振幅まで充分立上る特性のものである必要がある。このためバイファイラ変成器を利用した高 Q トラップ<sup>(1)(7)</sup>を用い 1 段あたり 55 dB の減衰を得ることができたが、Q が高く、局部発振器の周波数変動で局発出力がトラップから逸脱してしまうため、同様回路を 3 段スタガに調整しておいて、減衰域の幅を広げ、周波数変動の対策とした。つぎに映像周波数成分減衰用のトラップとしてバイファイラ形のを 1 段設け、別に直列共振形のトラップを振幅制限

回路に 6 段付加した。

振幅制限は高域変換した後に行なうという本機の方針にしたがい、図 12 に示すダイオード振幅制限回路を 6 段設けた。ダイオードはゴールボンド 1N 270 を用いて良好な結果を得た。振幅制限特性は 6 段で図

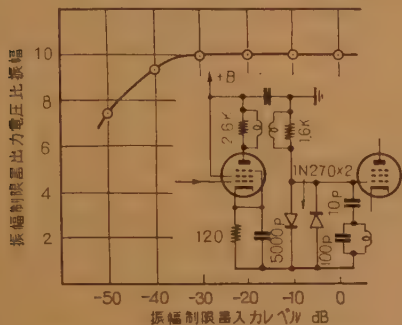


図 12 振幅制限器とその振幅制限特性

Fig. 12—The diode limiter circuit and its limiting characteristics.

12 のとおりで、ここで 0 dB は変換器入力における 65 Mc の信号レベルが 0.1 V の場合である。本復調器の入力から映像掃引発振器出力を入れて測定した。総合復調特性を図 13 に示してある。

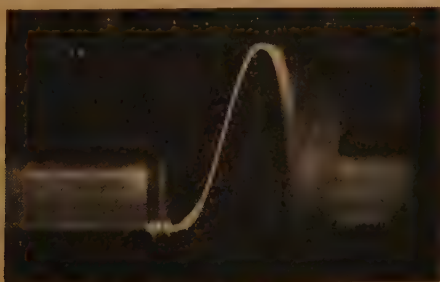


図 13 復調器の総合復調特性

Fig. 13—Over all demodulation characteristics measured by sweep frequency signal gen. connected to the input.

## 6. 変復調器総合特性

前記の変復調器を用いてモノスコープパターンを変調し、白尖頭値の瞬時周波数を 6.5 Mc として、変復調系だけを通した場合には 500 本近い解像度が得られた。また無変調状態で復調器出力における搬送波漏れ振幅は映像信号の -50 dB 以下である。また実際にカラー信号で変調した場合のビート妨害振幅は、その妨害の性質上低搬送波の瞬時周波数によっても変化するため、それが軽減された程度を数値で一義的に表現しにくい。実際にカラーバー信号 (NTSC 信号) を変復調 (同期尖頭値 4.75 Mc, 白尖頭値 6.8 Mc)



図 14 本方式の変復調器で変復調されたカラーバー映像

Fig. 14—Reproduced picture of colour-bar from the modulator and demodulator of this type.



図 15 白黒用変復調器を通過したカラーバー映像

Fig. 15—Reproduced picture of colour-bar from the modulator and demodulator for black and white TV.

した場合の復調映像は図 14 のとおりで、ビート模様は全く見受けられない。一方、白黒 VTR 用の従来の変復調器を通過したカラーバー映像は図 15 のとおりである。この変復調器を用いて NHK 技研方式 (線順次方式) およびアンペックス方式 (NTSC 直接録画方式) のカラー録画の実験が行なわれたが、いずれの場合もビート妨害は除去され良好な再生画が得られた。

## 8. あとがき

低搬送波 FM 伝送方式において従来問題となっていたビート妨害の除去法について報告し、あわせてこの問題の解決法として開発した周波数変換形の変調器復調器について考察した。また本変復調器は VTR 用としてだけでなく、他にも種々利用することができ、とくに復調器における高域変換の方法は従来実現が困難視されていた<sup>(8)</sup>ものを比較的容易に実現できた点で多方面へ応用の途もあろう。本研究の機会を与えられ御指導いただいた鈴木桂二博士、種々助言をいただいた吉田順作主任、石引道朗氏ならびに受像研究室に感謝する。

## 文 献

- (1) C.E. Anderson: "The modulation system of the amplex video tape recorder", SMPTE. 66, p 182, (April 1957).
- (2) R.D. Thompson: "FM carrier techniques in the RCA color video tape recorder", National Conv. Rec. Part 7, p 109, (1959).
- (3) 鈴木, 吉田, 稲津: "色度線順次カラー VTR アダプタ", 昭 35 連大 1668.
- (4) 稲津: "カラー VTR 用低搬送波 FM 伝送におけ

- るビート妨害とその対策", 昭 35 連大 1666.
- (5) 尾佐竹尚: "FM 通信", 通信工学講座 (昭 31-03).
- (6) T. Roddam: "Bifilar-T circuit", Wireless World, p 66, (Feb. 1959).
- (7) A. Hendry: "Bifilar-T trap", Electronic and Radio Eng. p 254, (July 1958).
- (8) C.E. Anderson, J. Roizen: "Color videotape recorder", SMPTE 66, p 667, (Oct. 1959).

(昭和 35 年 8 月 23 日受付)

UDC 621.397.132 : 681.846.73  
621.391.832.4

## カラー VTR における非直線ひずみとその対策\*

正 員 稲 津 稔

(日本放送協会技術研究所)

要約 カラー VTR における副搬送波ビート妨害の発生原因の一つに、低搬送波 FM 信号が非直線特性を通過したためのひずみによるものがあることは、すでに報告したが、本論文では非直線特性をフーリエ表示することによって、低搬送波信号が任意の非直線特性を通過した場合に発生する側帯波成分、および妨害波成分の周波数と振幅を表示する一般式を導き、これから側帯波と妨害波の振幅の相対値を知り、妨害の程度を明らかにした。この結果、振幅制限器の制限特性が正負対称である場合でも妨害成分が発生すること、および振幅制限特性に非対称成分が発生したり、変調度が増加すると妨害成分が急激に増加することが明らかとなった。最後にこのような非直線ひずみによるビート妨害を除くためには、復調器では低搬送波信号を高い周波数帯(数 10 Mc 帯)へ周波数変換してから振幅制限する必要があることが結論され、さきに報告した周波数変換形変復調器を用いる根拠を一層明確にすることができた。

## 1. は し が き

さきに、カラー VTR 用の FM 変復調器について報告した<sup>(1)</sup>、そのなかではカラー信号の録画におけるビート妨害の発生原因を 4 つに分けて説明し、それらの発生原因は変復調器を周波数変換形とすることによって取除くことができることを明らかにした。このようなビート妨害のうち、とくに低搬送波信号が非直線回路を通過したために発生するものは、従来 FM 伝送においては問題とされなかった非直線ひずみであって、その発生状態については不明な点が多かった。本報告ではビート妨害の除去を行なうに先立って、この点について検討した結果を報告する。

## 2. 非直線回路を通過した単対側帯波信号

実際に副搬送波信号がカラーバーのように、飽和度の高い NTSC 信号で周波数変調されている場合には、3.58 Mc の副搬送波による周波数偏移は  $\pm 1.5$

Mc におよび、したがって変調指数は 0.4 以上になり、第 2 側帯波を無視することができなくなる。しかし第 2 側帯波のうち、上方の側帯波は変調器の出力回路の帯域外となり、一方、下方側帯波はすでに報告したように<sup>(1)</sup>折返し側帯波成分となって、ビート妨害を起こすため、変換形の変調器においては取除かれる。したがって周波数変換形の変調器で変調された低搬送波信号は、副搬送波信号の側帯波に関する限り単対側帯波信号として取扱うことができる。このような低搬送波信号の理想的な代表例として、角周波数  $p$  の正弦波で周波数変調され、伝送にあたって側帯波は上下各々 1 つだけ伝送された場合についてしらべる。まずこのような周波数変調波の表示式として式 (1) を用いる。

$$S_t = \frac{1}{2} J_{-1} \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cdot \cos \left\{ (\omega_c - p)t - \frac{\pi}{2} \right\} + \frac{1}{2} J_0 \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cdot \cos \omega_c t + \frac{1}{2} J_{+1} \left( \frac{\omega_d}{p} \right) \cdot \cos \left\{ (\omega_c + p)t + \frac{\pi}{2} \right\} \quad (1)$$

ここで、 $S_t$ ; 入力側周波数変調波

\* The Nonlinear Distortion in Colour VTR and its Elimination. By MINORU INATSU, Member, (Technical Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3340]



$\omega_d = 2\pi f_d$ ; 最大角周波数偏移  
 $\omega_c = 2\pi f_c$ ; 搬送波中心角周波数  
 $p = 2\pi f_p$ ; 変調信号角周波数  
 $J_0, J_{-1}, J_{+1}$ ; 第 1 種ベッセル関数

一方,  $S_i$  なる FM 信号  
 が図 1 に示すような入出力  
 特性の非直線伝送系を通過  
 した場合の出力信号の一般  
 式を求めるため, 非直線伝  
 送系の入出力特性を入力信  
 号の  $\pm 1$  の範囲において式  
 (2) のように表示する<sup>(2)\*</sup>.

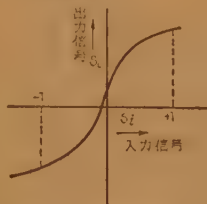


図 1 非直線特性  
 Fig. 1—The nonlinear characteristics.

$$S_0 = f(S_i) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\pi S_i + b_n \sin n\pi S_i) \quad (2)$$

$$a_n = \int_{-1}^{+1} S_i \cos n\pi S_i dS_i$$

$$b_n = \int_{-1}^{+1} S_i \sin n\pi S_i dS_i$$

ここで,  $S_0$ ; 非直線伝送系出力,

つぎに (2) の非直線伝送系を (1) なる FM 波  
 が通過した場合の波形  $S_0$  を時間  $t$  の関数として表示  
 して (3) を得る.

$$S_0 = F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_n \cos(B_{-1n} \cos \psi_{-1} + B_{0n} \cos \psi_0 + B_{+1n} \cos \psi_{+1}) + b_n \sin(B_{-1n} \cos \psi_{-1} + B_{0n} \cos \psi_0 + B_{+1n} \cos \psi_{+1}) \} \quad (3)$$

ここで,

$$B_{-1n} = \frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1} \left( \frac{\omega_d}{p} \right), \quad \psi_{-1} = (\omega_c - p)t - \frac{\pi}{2}$$

$$B_{0n} = \frac{n\pi}{2} \cdot J_0 \left( \frac{\omega_d}{p} \right), \quad \psi_0 = \omega_c t$$

$$B_{+1n} = \frac{n\pi}{2} \cdot J_{+1} \left( \frac{\omega_d}{p} \right), \quad \psi_{+1} = (\omega_c + p)t + \frac{\pi}{2}$$

(3) はさらに (4) のようにまとめられる.

$$S_0 = F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ a_n \{ K_{EnE} + K_{EnO} \} + b_n \{ K_{OnE} + K_{OnO} \} \right] \quad (4)$$

ここで,

\* 式 (2) が  $S_i = \pm 1$  の範囲を表示し, (1) においては搬送波の瞬時振幅が  $\pm 1/2$  の範囲にある周波数変調波の表示式とした理由は, この信号から高次の側帯波を除外し, 片側帯波にした場合, 最大振幅が  $\pm 1/2$  を超える場合があるため, 非直線特性の表示範囲を約 2 倍としておくためである.

$$\left. \begin{aligned} K_{EnE} &= \Phi_{-1nE} \cdot \Phi_{0nE} \cdot \Phi_{+1nE} - \Phi_{-1nO} \cdot \Phi_{0nE} \cdot \Phi_{+1nO} \\ K_{EnO} &= -\Phi_{-1nE} \cdot \Phi_{0nO} \cdot \Phi_{+1nO} - \Phi_{-1nO} \cdot \Phi_{0nO} \cdot \Phi_{+1nE} \\ K_{OnE} &= \Phi_{-1nE} \cdot \Phi_{0nE} \cdot \Phi_{+1nO} + \Phi_{-1nO} \cdot \Phi_{0nE} \cdot \Phi_{+1nE} \\ K_{OnO} &= \Phi_{-1nE} \cdot \Phi_{0nO} \cdot \Phi_{+1nE} - \Phi_{-1nO} \cdot \Phi_{0nO} \cdot \Phi_{+1nO} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{-1nE} &= \cos(B_{-1n} \cdot \cos \psi_{-1}), \\ \Phi_{-1nO} &= \sin(B_{-1n} \cdot \cos \psi_{-1}) \\ \Phi_{0nE} &= \cos(B_{0n} \cdot \cos \psi_0), \\ \Phi_{0nO} &= \sin(B_{0n} \cdot \cos \psi_0) \\ \Phi_{+1nE} &= \cos(B_{+1n} \cdot \cos \psi_{+1}), \\ \Phi_{+1nO} &= \sin(B_{+1n} \cdot \cos \psi_{+1}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(6) で示される  $\Phi$  は第 1 種ベッセル関数  $J_m$  を用いて各高調波の余弦関数の和として (7)~(12) のように表示される<sup>(3)\*</sup>.

$$\Phi_{-1nE} = J_0(B_{-1n}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m}(B_{-1n}) \cdot \cos(2m\psi_{-1}) \quad (7)$$

$$\Phi_{-1nO} = 2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+1}(B_{-1n}) \cdot \cos\{(2m+1)\psi_{-1}\} \quad (8)$$

$$\Phi_{0nE} = J_0(B_{0n}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m}(B_{0n}) \cdot \cos(2m\psi_0) \quad (9)$$

$$\Phi_{0nO} = 2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \cos\{(2m+1)\psi_0\} \quad (10)$$

$$\Phi_{+1nE} = J_0(B_{+1n}) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \cdot J_{2m}(B_{+1n}) \cdot \cos(2m\psi_{+1}) \quad (11)$$

$$\Phi_{+1nO} = 2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m J_{2m+1}(B_{+1n}) \cdot \cos\{(2m+1)\psi_{+1}\} \quad (12)$$

このようにして得られる (4) は単対側帯波の FM 信号が非直線伝送系を通過した場合に発生する成分を表示する.  $K$  で示される (5) の各項に (7)~(12) を入れた場合には,  $K$  は式 (13) の形となる.

$$K = \pm \sum 2^q \cdot J_{l_{-1}}(B_{-1n}) \cdot J_{l_0}(B_{0n}) \cdot J_{l_{+1}}(B_{+1n}) \cdot \cos(l_{-1}\psi_{-1}) \cdot \cos(l_0\psi_0) \cdot \cos(l_{+1}\psi_{+1}) \quad (13)$$

$q; 0, 1, 2, 3$

この場合  $l_{-1}, l_0, l_{+1}$  は (7)~(12) の  $2m, 2m+1$  の

\*  $\Phi$  の右下の小文字の最後の  $O, E$  は各式から明らかのように, その各項が  $(2m+1)$  次の奇数高調波の和からなるものか,  $2m$  次の偶数高調波からなるものかを示すもので, 前者の場合  $O$ , 後者の場合  $E$  と書いてある.

いずれかに該当する整数である。また(13)の各項は4つの余弦関数の和に変換され、(14)で示される4つの周波数を持った新しい成分が発生することがわかる。

$$\omega_s = 2\pi f_s = |\pm l_{-1}(\omega_c - p) + l_0 \omega_c \pm l_{+1}(\omega_c + p)| \quad (14)$$

したがって、 $K$  は  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  のいろいろの整数値の組合わせによって決まる多くの周波数  $f_s$  の成分の和となり、(4)~(12) から、 $S_0$  はこれらの周波数成分に  $a_n$ ,  $b_n$  を掛けたものの和として表示される\*。また、(7)~(12) に関する欄外注から、(4) の  $a_n$  の掛かった項の  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  は、 $l_{-1} + l_0 + l_{+1} = \text{偶数}$  の関係を持ったすべての組合わせをとり、 $b_n$  の掛かった項の  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  は、 $l_{-1} + l_0 + l_{+1} = \text{奇数}$  の関係をもったすべての組合わせをとることがわかる。

以上の結果から、単対側帯波を持った周波数変調波が非直線特性回路を通過した場合には原信号に含まれる側帯波成分の他に、搬送波および上下側帯波の各高調波および、それらの周波数の和あるいは差の周波数を持った新しい成分が発生することがわかる。これらの各成分のうち通過帯域内に入るものについて、同一周波数の成分を(4), (5), (7)~(12)を用いてまとめて加算することにより、出力側における信号成分、ひずみ成分ならびに、その他のスプリアス成分の振幅を求める式を導くことができる。

### 3. 非直線回路通過後の各成分の

#### 周波数および振幅

非直線回路を通過したことによって発生する成分の角周波数は(14)からつぎのようにまとめることができる。

$$\omega_s = |r\omega_c + Sp| \quad (15)$$

$$\text{ここで } r = \frac{1}{2}l_{-1} + l_0 \pm \frac{1}{2}l_{+1} \quad (16)$$

$$S = \frac{1}{2}l_{-1} \mp \frac{1}{2}l_{+1} \quad (17)**$$

また  $x = p/\omega_c$  とおく。

この場合、 $\omega_s$  の位相は  $\pm S\pi/2$  であって、この二重符号は  $\pm(r\omega_c + Sp) > 0$  となるように選ばれた二重符号と同順である。 $r$ ,  $S$  は(16)(17)からわかるように0および正負のすべての整数値をとり得る。(15)

搬送波および側帯波信号の振幅:

$$A_{\omega_c} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \{ J_m(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n}) - J_{m+1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) \} \quad (20)$$

\*  $K$  の右下に書かれた小文字の最初の  $E$  または  $O$  は  $l_{-1} + l_0 + l_{+1}$  が偶数の場合に  $E$ 、奇数の場合に  $O$  と書かれ、最後の  $E$ ,  $O$  は  $l_0$  が偶数のときに  $E$ 、奇数のときに  $O$  と書かれる。

\*\*  $\Delta$ ,  $\square$  の印は同一の印の上の二重符号は同順であることを意味する。

から変調周波数  $f_p$  が変化した場合に  $f_s$  がどのように変化するかを  $r$ ,  $S$  の整数値をパラメータとしてまとめることができる。ここでは低搬送波伝送のように最も比帯域の広い場合を考慮して、新しく発生した成分の周波数が0から  $2f_c$  までの間に入るような  $r$ ,  $S$  の組合わせについて調べる。このようにして発生する成分のうち  $r=1$ , と  $S=0, \pm 1, \pm 2 \dots$  との組合わせから発生するものは搬送波, 第1側帯波, 第2側帯波...と同じ周波数であって、復調後は信号成分およびその高調波ひずみの成分となるものである。一方  $r=1$  以外の組合わせから発生した成分は、復調後は信号成分の周波数と整数倍関係にない周波数の成分となるため、

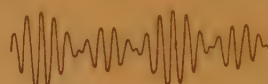


図2 2周波成分のビート波形  
Fig. 2—The beat waveform consists of two different frequency components.

信号成分との合成振幅が図2に示すように周期的に変化し、これがビート妨害を起こす原因となるものでスプリアス成分である。この

ように、新しく発生した成分を復調後に信号およびその高調波ひずみを生ずる側帯波成分と、スプリアス成分の2つの種類に分けて考察する。

まず(16)(17)から  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  の間に(18)(19)の関係が与えられる。

$$l_{-1} = \frac{l_0}{2} \pm \frac{r-S}{2} \quad (18)$$

$$l_{+1} = \frac{l_0}{2} \pm \frac{r+S}{2} \quad (19) \text{ (符号同順)}$$

つぎに(18), (19)を用いて、一定の  $r$ ,  $S$  について  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  の組合わせを求めることができ、表1は信号およびその高調波ひずみ成分、表2はスプリアス成分を発生する  $r$  と  $S$  の組合わせについて  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  の値を示したもので、その各々について(5), (7)~(12)から(5)で示される  $K$  のいずれから発生したものであるかを知ることができ、表の中に示してある。このようにして発生する成分の振幅を求めるには、表1, 表2 (p 790 参照)に示される  $l_{-1}$ ,  $l_0$ ,  $l_{+1}$  の組合わせ全部についてその振幅係数を(4), (5)および(7)~(12)から求め、それらをすべての  $m$  について加算してつぎの結果を得る。

$$A_{\omega_c-p} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \cdot \{J_{m+1}(B_{-1n}) - J_{m-1}(B_{-1n})\} \cdot J_m(B_{+1n}) \quad (21)$$

$$A_{\omega_c+p} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \cdot J_m(B_{-1n}) \cdot \{J_{m+1}(B_{+1n}) - J_{m-1}(B_{+1n})\} \quad (22)$$

$$A_{\omega_c-2p} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) - J_{m+2}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (23)$$

$$A_{\omega_c+2p} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m+1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) - J_m(B_{-1n}) \cdot J_{m+2}(B_{+1n})\} \quad (24)$$

$A_{\omega_c}$ ; 搬送波振幅,  $A_{\omega_c-p}$ ; 第 1 下方側帯振幅,  $A_{\omega_c+p}$ ; 第 1 上方側帯振幅

$A_{\omega_c-2p}$ ,  $A_{\omega_c+2p}$ ; 第 2 側帯振幅

ここで, (21), (22) で  $m=0$  の場合には  $J_{m+1}$ ,  $J_{m-1}$  のうちいずれか一方のみをとる. このように, 搬送波および側帯成分は  $b_n$  の掛かった項から発生し,  $a_n$  の掛かった項からは発生しない, すなわち非直線特性の対称成分からのみ発生する.

スプリアス成分の振幅\*;

$$A_{0,1} = -2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_m(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) + J_{m+1}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (25)$$

$$A_{2,-1} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-1}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n}) + J_{m+2}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n})\} \quad (26)$$

$$A_{0,2} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) + J_{m+1}(B_{-1n}) \cdot J_{m-1}(B_{+1n})\} \quad (27)$$

$$A_{2,-2} = -2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-2}(B_{-1n}) + J_{m+2}(B_{-1n})\} \cdot J_m(B_{+1n}) \quad (28)$$

$$A_{-1,2} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) - J_{m+2}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (29)$$

$$A_{3,-2} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m+3}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) - J_{m-2}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (30)$$

$$A_{0,3} = -2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n J_{2m+1}(B_{0n}) \{J_{m-1}(B_{-1n}) \cdot J_{m+2}(B_{+1n}) + J_{m+2}(B_{-1n}) \cdot J_{m-1}(B_{+1n})\} \quad (31)$$

$$A_{-1,3} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n J_{2m+1}(B_{0n}) \{J_{m+3}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n}) + J_{m-2}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n})\} \quad (32)$$

$$A_{-1,3} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \{J_{m+2}(B_{-1n}) \cdot J_{m-1}(B_{+1n}) - J_{m-2}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n})\} \quad (33)$$

$$A_{3,-3} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} b_n \cdot J_{2m}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-3}(B_{-1n}) - J_{m+3}(B_{-1n})\} \cdot J_m(B_{+1n}) \quad (34)$$

$$A_{-2,3} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m-2}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) + J_{m+3}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (35)$$

$$A_{4,-3} = -2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_n \cdot J_{2m+1}(B_{0n}) \cdot \{J_{m+4}(B_{-1n}) \cdot J_{m+1}(B_{+1n}) + J_{m-3}(B_{-1n}) \cdot J_m(B_{+1n})\} \quad (36)$$

以上は  $S$  が  $0 \sim \pm 3$  の場合のスプリアス成分の振幅値であるが,  $S$  が 4 以上の場合も同様にして求めることができる. 一方  $r$ ,  $S$  が与えられた場合,  $f_p$  の

\*  $A$  の右下の小文字は左が  $r$  の値右が  $S$  の値を示す.  $A$  はこの  $r$ ,  $S$  の値の組合わせから発生するスプリアス信号の振幅値を示す.

変化に対するプリアス成分の周波数の変化を図 3(a) (b)(c) に示す. したがって, これらの図と (25) ~ (36) からスプリアス成分の周波数と振幅値を求めることができる. 表 2 に示してある  $K$  の種類から式 (4) によって  $a_n$  の掛かった項から発生するものか,  $b_n$  の



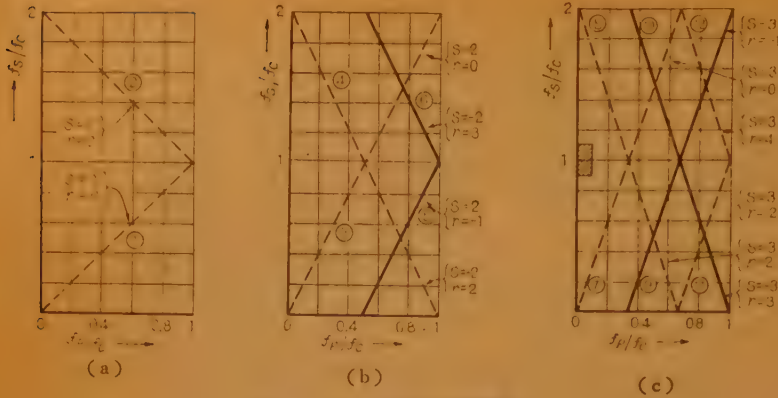


図3 スプリアス成分の周波数

Fig. 3—Frequencies of the spurious components.

掛かった項から発生するものかを区別することができ、図では前者を点線、後者を実線で示してある。このように、側帯波成分の発生の場合と異なり、スプリアス成分は非直線特性の対称成分と非対称成分のいずれからも発生する。

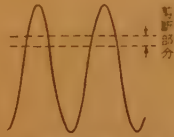


図4 非対称せん断

Fig. 4—The unsymmetrical slicing.

#### 4. 片側帯波信号が振幅制限器を通過した場合の各側帯波振幅

カラー VTR におけるように、中心周波数 5~6 Mc の低搬送波が 3.58 Mc 程度の色度副搬送波で周波数変調され、搬送波と第 1 下方側帯波とだけからなる片側帯波信号として伝送され、再生側で振幅制限を受け

た場合の各側帯波の振幅を前節の一般式にしたがって求めてみよう。いま振幅制限器の入出力特性として、図 4 のように非対称せん断の場合までを考慮して図 5 および (37) で示される理想的な特性を考える。

$$f(S_i) = \begin{cases} -1 & -1 \leq S_i < -D \\ +1 & -D < S_i \leq 1 \end{cases} \quad (37)$$

したがって、(4) の  $a_n$ ,  $b_n$  は

$$a_n = \int_{-1}^{+1} f(S_i) \cos n\pi S_i dS_i = \frac{2}{n\pi} \sin n\pi D \quad (38)$$

$$b_n = \int_{-1}^{+1} f(S_i) \sin n\pi S_i dS_i = \frac{2}{n\pi} (\cos \pi D - \cos n\pi) \quad (39)$$

つぎに搬送波および各側帯波の振幅は(20)~(24)で  $B_{1+n}=0$ , したがって  $J_m(B_{1+n})=0$  ( $m \neq 0$ ),  $J_0(B_{1+n})=1$  とおいて (40)~(44) で示される。

$$A_{\omega_c} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (40)$$

$$A_{\omega_c-p} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_0\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (41)$$

$$A_{\omega_c+p} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (42)$$

$$A_{\omega_c-2p} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (43)$$

$$A_{\omega_c+2p} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (44)$$

(40)~(44) に、つぎに示すようなカラー VTR における代表的な値を入れて、各側帯波の値を求めると図 6~図 9 に示すような結果が得られる。

$$f_d = 1.4 \text{ Mc}, \quad p = 2\pi \cdot 3.58 \text{ Mc}, \quad \frac{\omega_d}{p} = 0.4$$

同図では振幅制限器の非対称状態を示す値である  $D$  を変化させた結果を示すもので、変調指数をパラメータとして 0.4 の前後の値 0.2, 0.6 とした場合の状態を示してある。各級数の和の計算においては  $A_{\omega_c}$ ,  $A_{\omega_c-p}$ ,  $A_{\omega_c+p}$  は 21 項まで,  $A_{\omega_c-2p}$ ,  $A_{\omega_c+2p}$  は 49

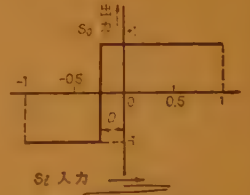
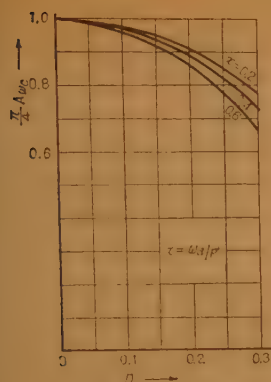
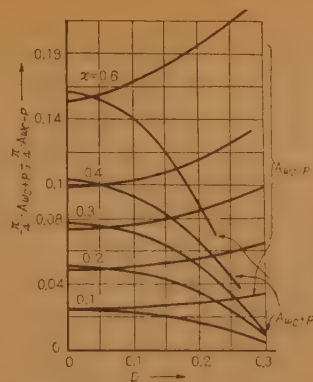
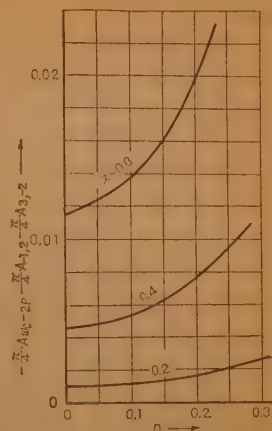
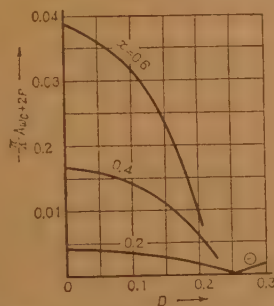


図5 振幅制限器の入出力特性

Fig. 5—The characteristics of limiter

図6  $D$  に対する  $A_{\omega_c}$  の変化Fig. 6— $A_{\omega_c}$  due to variation value of  $D$ .図7  $D$  に対する  $A_{\omega_c+p}$ ,  $A_{\omega_c-p}$  の変化Fig. 7— $A_{\omega_c+p}$ ,  $A_{\omega_c-p}$  due to variation value of  $D$ .図8  $D$  に対する  $A_{\omega_c-2p}$ ,  $A_{\omega_c+2p}$  の変化  
Fig. 8— $A_{\omega_c-2p}$ ,  $A_{\omega_c+2p}$  due to variation value of  $D$ .図9  $D$  に対する  $A_{\omega_c+2p}$  の変化  
Fig. 9— $A_{\omega_c+2p}$  due to variation value of  $D$ .

項まで計算した。したがってこの場合には振幅制限器の特性をフーリエ級数の21項あるいは49項までの和で近似したこととなる。

以上の計算結果からつぎの諸点が明らかとなった。まず周波数変調波が振幅制限器を通過した場合には、各側帯波成分のエネルギーは振幅制限を受ける以前のそれぞれの側帯波のエネルギーだけでなく、互いに他の側帯波成分から変換されたエネルギー成分から成立しており、たとえば1つの側帯波成分があるひずみを受けた場合には、その信号が振幅制限器を通過した後は、他の側帯波成分もこのひずみの成分の影響を受けることが (20)~(24) の各項に

$B_{-1}$ ,  $B_0$ ,  $B_{+1}$  がいずれも関係していることから明らかである。その極端な場合として本節におけるように片側帯波伝送の場合には、振幅制限器を通過した後は両側帯波ならびに第2側帯波以上の成分を含んだ信号に変換される。したがってFM復調回路に入る信号はすでに両側帯波を持つ信号となっており、復調後に高調波ひずみとなる成分も含んでいることがわかる。又このような考え方から振幅制限後の帯域内の雑音分布を考えると、振幅制限以前の雑音分布とやや異なった分布になっていることも予想される。また振幅制限器が完全に平衡していて  $D=0$  の場合には、第1側帯波は図7からわかるように上下側帯波がほぼ同一振幅となるが、振幅制限前の約1/2となり、片側帯波伝送の場合には等価的に変調度が1/2に低下した結果となる。一方、第2側帯波は図8, 9から明らかのように上下同一振幅とならず、また図13に示すように変調指数が増大するとともに急激に増大する傾向があり復調後のわい率に変調度とともに悪くなることがわかる。

## 5. 片側帯波信号が振幅制限器を通過した場合のスプリアス成分の振幅

前節と全く同様にして (25)~(36) から低搬送波の片側帯波による伝送の場合に振幅制限によって発生したスプリアス成分の振幅を求めるとつぎのようになる。

$$A_{0,1} = A_{2,-1} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (45)$$

$$A_{0,2} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (46)$$

$$A_{2,-2} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} \cdot J_0\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (47)$$

$$A_{-1,2} = A_{3,-2} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\cos n\pi D - \cos n\pi)}{n} J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_2\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (48)$$

$$A_{0,3} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (49)$$

$$A_{2,-1} = -\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} \cdot J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (50)$$

$$A_{-1,3} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (51)$$

$$A_{1,-3} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi D - \cos n\pi}{n} \cdot J_0\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (52)$$

$$A_{-2,3} - A_{1,-3} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi D}{n} J_1\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_0\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \cdot J_3\left(\frac{n\pi}{2} \cdot J_{-1}\left(\frac{\omega_d}{p}\right)\right) \quad (53)$$

(45)～(53) に前節におけると同様な値を入れて、各々の級数を 49 項まで計算し、図 8 および 図 10～図 12 の結果を得た。これらの結果からつぎのような点が明らかとなった。すなわち、振幅制限器が完全に対称な特性を持っており、入力信号の平均値を上下対称にせん断した場合には、 $A_{0,1}$ 、 $A_{2,-1}$ 、 $A_{0,2}$ 、 $A_{2,-2}$ 、

$A_{0,3}$ 、 $A_{2,-3}$ ……は零となるが、この他に零とならない成分も存在し、とくに  $A_{1,3}$ 、 $A_{3,-3}$  は大きく、変調指数 0.4 の場合に第 1 側帯波との振幅比が -20 数 dB 程度となって、無視できないほどの妨害を与える。また図 13 に示すように変調度が大きくなるとこの比はさらに接近し妨害がひどくなる。一方振幅制限特性に非

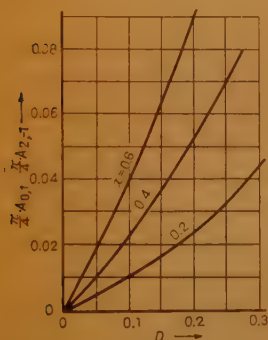


図 10  $D$  に対する  $A_{0,1}$ 、 $A_{2,-1}$  の変化  
Fig. 10— $A_{0,1}$ 、 $A_{2,-1}$  due to variation value of  $D$ .

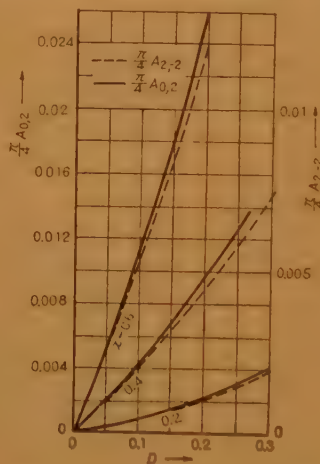


図 11  $D$  に対する  $A_{0,2}$ 、 $A_{2,-2}$  の変化  
Fig. 11— $A_{0,2}$ 、 $A_{2,-2}$  due to variation value of  $D$ .

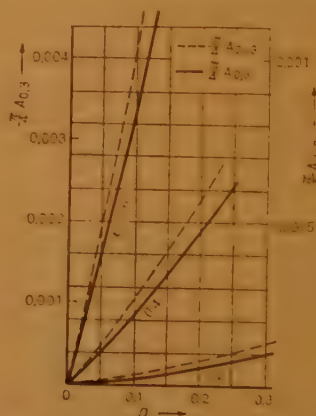


図 12  $D$  に対する  $A_{0,3}$ 、 $A_{2,-3}$  の変化  
Fig. 12— $A_{0,3}$ 、 $A_{2,-3}$  due to variation value of  $D$ .

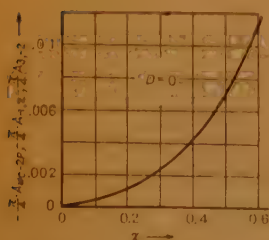


図 13 変調指数による  $A_{0,-2p}$ 、 $A_{2,-2}$  の変化  
Fig. 13— $A_{0,-2p}$ 、 $A_{2,-2}$  due to varying of modulation index.

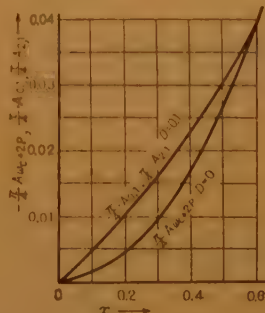


図 14 変調指数による  $A_{0,1+2p}$ 、 $A_{2,1}$  の変化  
Fig. 14— $A_{0,1}$ 、 $A_{2,1}$  due to varying of modulation index.

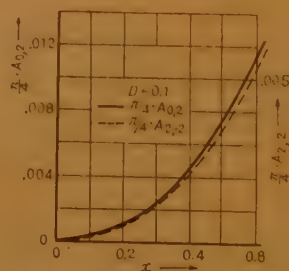


図 15 変調指数による  $A_{0,2}$ 、 $A_{2,-2}$  の変化  
Fig. 15— $A_{0,2}$ 、 $A_{2,-2}$  due to varying of modulation index.



対称分が現われると、図14～図16に示すように  $A_{0,1}$ ,  $A_{2,-1}$ ,  $A_{0,2}$ ,  $A_{2,-2}$ ,  $A_{0,3}$ ,  $A_{2,-3}$  の各振幅は急激に増大する。

たとえば非対称分がわずかに現われた  $D=0.1$  の場合に、変調指数0.4で  $A_{0,1}$ ,  $A_{2,-1}$  の振幅は第1側帯

波振幅の約1/4となり重大な妨害を与え、その妨害の程度は図13～図16に示すように多くの場合、変調度とともに急に増大する傾向を持っている。

## 6. カラー録画における搬送波周波数とビート周波数の関係

NTSC 信号を録画する場合には、副搬送波の周波数は 3.58 Mc で一定であっても、低搬送波はほぼ 5~6.5 Mc の間にわたって周波数変調されており、画面の明るい部分と暗い部分とでは副搬送波と低搬送波の周波数比が異なる。したがって飽和度が同じで副搬送波振幅が同程度であっても、ビート妨害成分の周波数および妨害の程度が違ふ。このように変調信号の周波数が 3.58 Mc で、搬送波の周波数が種々変化した場合の復調後における周波数の変化を図3 (a) (b) (c) から求め、図17のような結果を得た。同図で直線の番号は図 (a) (b) (c) と同じで、実線、直線の区別も同様である。

## 7. 非直線ひずみによるビート妨害の対策

このようなビート妨害の対策としては、RCA で開

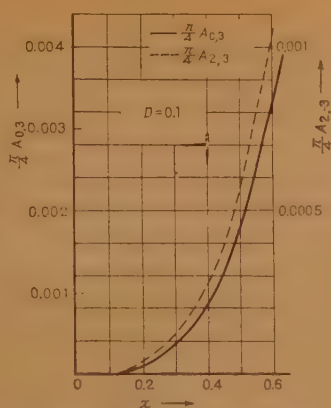


図16 変調指数の変化による  $A_{0,3}$ ,  $A_{2,3}$  の変化

Fig. 16— $A_{0,3}$ ,  $A_{2,3}$  due to varying modulation index.

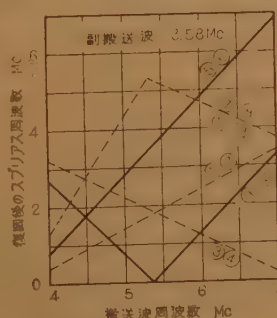


図17 副搬送波妨害信号の周波数変化

Fig. 17—The frequency variations of subcarrier interference components, varying of carrier frequency.

発された復調器を用いる方法と、周波数変換形の復調器を用いる方法がある。RCA の復調器では、広い帯域にわたって、よく平衡した振幅制限器を一段だけ用いて FM 波の平均値を確実にせん断する方法を用いている。このように対称せん断を行なった場合には、図17からも解るように妨害成分は図で実線で示されるものだけとなって、きわめて少なくなる。しかし理想的に対称せん断された場合でも、直線⑤、⑥で示される妨害成分は無視できない大きさとなって残る。このため⑤、⑥によるスプリアス成分の周波数が帯域外となるように、変調側では瞬時周波数を 5.8 Mc 以上にする必要がある。RCA 方式では、変調に際して同期尖頭値を 5.5 Mc 以上としている理由がここにあるものと推察される。実際に RCA 方式と類似の復調器を製作し、NTSC 信号を変復調して実験を行なった結果、搬送波を低くするとビート妨害が見られた。この方式で問題となる点は、白黒 VTR の場合のように瞬時周波数を低く選ばないため変調度が高くとれない点と、実際に広い周波数範囲にわたって振幅制限器の対称特性を安定にたもつことがかなり困難であり、わずかな非対称成分が残った場合には、前節にのべたように妨害成分の振幅が急激に増加する点である。一方、さきに報告した周波数変換形の復調器を用いれば、振幅制限器においては搬送波と変調信号の周波数の比が 10:1 となるためビート妨害が発生しない。すなわち、この場合には振幅制限器において発生するスプリアス成分のうち、図3(c)に斜線で示するような範囲の周波数のものだけが復調後に妨害となる。実際にこの中に含まれるものは、搬送波および側帯波のきわめて高次の高調波の掛算から生まれたもので、これらは振幅が小さく、かつ発生する機会も少ない。したがって周波数変換後の振幅制限は、一般のマイクロ波中継機における中間周波増幅部と同じ状態となって振幅制限器などの非直線特性はビート妨害の発生原因とならない。このように変換形の復調器を用いる場合には振幅制限特性の対称性を厳密に保つ必要がなく、かつ瞬時周波数を白黒 VTR の場合のように低くすることができるため、カラー録画におけるビート妨害を安定に除くことができる。

## 8. あとがき

以上、低搬送波 FM 信号が非直線回路、とくに振幅制限器を通過した場合に発生するスプリアス信号についてのべたが、この場合、入力 FM 信号の零交さ

表 1  $m=0, 1, 2, \dots, \infty$ 

	$r$	$S$	$l_{-1}$	$l_0$	$l_{+1}$	発生機構
$A_{\omega_c}$	1	0	$m+1$	$2m+1$	$m+1$	$K_{O\omega O}$
			$m$	$2m+1$	$m$	
$A_{\omega_c-p}$	1	-1	$m+1$	$2m$	$m$	$K_{O\omega E}$
			$m-1$	$2m$	$m$	
$A_{\omega_c+p}$	1	1	$m$	$2m$	$m+1$	$K_{O\omega E}$
			$m$	$2m$	$m-1$	
$A_{\omega_c-2p}$	1	-2	$m+2$	$2m+1$	$m$	$K_{O\omega O}$
			$m-1$	$2m+1$	$m+1$	
$A_{\omega_c+2p}$	1	2	$m$	$2m+1$	$m+2$	$K_{O\omega O}$
			$m+1$	$2m+1$	$m-1$	

表 2  $m=0, 1, 2, \dots, \infty$ 

$A_{r,s}$	$r$	$S$	$l_{-1}$	$l_0$	$l_{+1}$	発生機構	直線番号
$A_{0,1}$	0	1	$m$	$2m+1$	$m+1$	$K_{E\omega O}$	①
			$m+1$	$2m+1$	$m$		
$A_{1,-1}$	2	-1	$m+2$	$2m+1$	$m+1$	"	②
			$m-1$	$2m+1$	$m$		
$A_{0,2}$	0	2	$m-1$	$2m$	$m+1$	$K_{E\omega E}$	③
			$m+1$	$2m$	$m-1$		
$A_{1,-2}$	2	-2	$m+2$	$2m$	$m$	"	④
			$m-2$	$2m$	$m$		
$A_{-1,2}$	-1	2	$m-1$	$2m+1$	$m+1$	$K_{O\omega O}$	⑤
			$m+2$	$2m+1$	$m$		
$A_{1,-3}$	3	-2	$m+3$	$2m+1$	$m+1$	"	⑥
			$m-2$	$2m+1$	$m$		
$A_{0,3}$	0	3	$m-1$	$2m+1$	$m+2$	$K_{E\omega O}$	⑦
			$m+2$	$2m+1$	$m-1$		
$A_{1,-3}$	2	-3	$m+3$	$2m+1$	$m$	"	⑧
			$m-2$	$2m+1$	$m+1$		
$A_{-1,3}$	-1	3	$m-2$	$2m$	$m+1$	$K_{O\omega E}$	⑨
			$m+2$	$2m$	$m-1$		
$A_{1,-3}$	3	-3	$m+3$	$2m$	$m$	"	⑩
			$m-3$	$2m$	$m$		
$A_{-1,3}$	-2	3	$m-2$	$2m+1$	$m+1$	$K_{E\omega O}$	⑪
			$m+3$	$2m+1$	$m$		
$A_{1,-3}$	4	-3	$m+4$	$2m+1$	$m+1$	"	⑫
			$m-3$	$2m+1$	$m$		

点をせん断するとスプリアス成分をかたり減少させることができるが、完全に除くことはできないことが明らかにされた。これは変調信号と低搬送波信号の周波数が互いに近い場合に、零交差点だけの情報で原信号をひずみなく再現することが困難であることを意味する。一般に、搬送波の中心周波数が  $f_c$  である FM 搬送波の場合、零交差点の数は 1 秒間平均  $2f_c$  個である。一方、 $2f_c$  個の点が規則的に配列されていて、各点が原信号をサンプルした情報を伝える場合には最高周波数  $f_c$  の信号を完全に伝送できるはずである。しかし FM 伝送の場合は、これらのサンプル点自体が変調信号によって変動しているため、これらの点から得られた情報だけによって再生される信号は変調信号の周波数が  $f_c$  よりかなり低いにかぎり、ひずみを伴う。したがって低搬送波信号のまゝで振幅制限した場合には、とくに副搬送波信号に関して、ひずみのない信号再現が困難である。このような点から、低搬送波 FM 伝送においてひずみを少なくするためにはできるだけ極端な非直線特性回路の通過をさけ、復調側では高い周波数へ周波数変換してから振幅制限を行なうことが必要であることが結論される。

本研究の機会を与えられ、御指導をいただいた鈴木桂二博士を始め関係上司の方々の御支援に深く感謝の意を表する。

## 文 献

- (1) 稲津 稔: "カラー VTR 用周波数変換形低搬送波 FM 変復調器", 信学誌 44, p 776, (昭 36-05).
- (2) 森田, 宇田川, 一松: "数学公式 II", p 232, 岩波書店.
- (3) S. Goldman: "Frequency analysis, modulation and noise", p 418, McGraw-Hill.
- (4) R.D. Thompson: "FM carrier techniques in the RCA color video recorder", I.R.E. National Conv. Rec., Pt. 7, p 109, (1959). (昭和 35 年 11 月 4 日受付)

UDC 621.385.632.1 : 621.318.38

## 導波管結合形進行波管用周期磁界装置\*

## —設計法と実用上の問題に関する考察—

正 員 安 田 進

(日本電気株式会社)

要約 導波管結合形進行波管と組合わせるのに適した磁気集束装置の一方法について、構造、設計法および強力な集束磁界を得るために考えられる変形等を説明している。本文にのべた磁気集束装置は、すでに数種のパッケージ形進行波管に実用化されているが、工業化にあたっての問題についても付言している。

## 1. 序 言

長い電子ビームの集束に周期磁界を利用することについては、1954 年に Mendel らが実験を行なって以来<sup>(1)</sup>各方面の注目を集めたが、アメリカにおけるその後の発展は主として同軸結合形進行波管との組合せに集中し<sup>(2),(3)</sup>、進行波管の入、出力回路を導波管等、磁界の周期に比べて無視できる寸法にすることが困難な場合についての研究は活発でないと思われる。

筆者らは先に導波管が存在しても連続な周期磁界を得る方法の提案と、これによって実用化されたパッケージ形進行波管の報告を行なったが<sup>(4),(5),(6),(7)</sup>、本文ではまずこの種磁気回路に関する解析を行ない、Chang が発表した標準的周期磁界装置に関する設計法<sup>(8)</sup>を発展して、標準的装置および筆者提案の磁気回路の両者を包含する設計上必要な諸関係を導出、また設計に便利な各種図表を求め実際に磁気回路を設計するにあたって採るべき手順を、(i) 導波管部には磁石を設けない場合、(ii) 導波管上に断面が弓形の補助磁石を設ける場合、(iii) 標準的な周期磁界装置の場合の各々について具体的に説明し、その妥当性を実験結果との比較によって説明している。ついで上述の設計に基づいて作られた集束装置に生ずる実用上の問題について、すなわち周囲温度の変化によって集束装置が受ける影響と、その対策等に関し考察、実験した結果を述べ、最後に進行波管と組合わせた場合の実装例を最近開発した LD-550 によって説明している。

## 2. 磁気回路の構成

図 1 A 部は導波管を設けたために生じた磁界の不連

続部を補正する磁気回路で、2 個の円筒形永久磁石 1 および 2 が磁極を介して導波管をはさみ、異符号の磁極が相面するように設けられ、また導波管上には断面が弓形の補助永久磁石 3 が、磁石 1, 2 を共通に通る、導波管中に分布する磁界に対して Aiding Field を生ずるように設けてある。図の 4 は磁石 1, 2 を共通に通る磁束の量を加減することにより導波管部の中心軸近辺に所望の磁界を分布させるための磁気側路である。

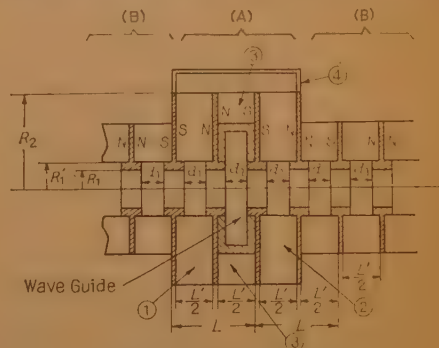


図 1 磁気回路の構成  
Fig. 1—Cross-sectional view of a typical magnetic circuit structures.

いま各対になった磁極の間隔  $d_1$  を図の A 部、B 部を通じて同一にとり、側路 4 の磁気抵抗を適当にして導波管部の軸上磁界の最大値を磁石 1, 2 各々の局部磁界の軸上における最大値および図の B 部に示した標準的周期磁界のそれと一致せしめれば、導波管部をも含めて連続な周期磁界を軸上に分布できる。

## 3. 磁気回路の解析

図 1 に示した方法で連続な周期磁界を軸上に分布できたと仮定すると、軸上磁界の最大値  $\hat{B}_{z0}$ 、中心軸と磁極の内側との間 ( $R < R_1$ ) において各対になった磁極の中間面を通る磁束  $\psi_1$  および磁石の外側 ( $R > R_2$ ) を通る磁束  $\psi_2$  等は、図の側路 4 が磁気回路外側の漏

\* Design of Periodic Magnetic Focusing Structures for Waveguide-Coupled TWT and Considerations for the Practical Applications. By SUSUMU YASUDA, Member (Nippon Electric Company, Ltd., Tokyo). [論文番号 3341]



れ磁束に及ぼす影響を無視すると Chang が取扱ったと同様に求められ<sup>(8)</sup>、規格化された関係として、

$$\bar{B}_{x0} = 2p \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(1 - \cos n\pi)}{J_0(i2n\pi\bar{R}_1)} \cdot \frac{\sin(\sigma_1 n\pi)}{\sigma_1 n\pi} \quad (1)$$

$$\bar{\psi} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-iJ_1(i2n\pi\bar{R}_1)}{J_0(i2n\pi\bar{R}_1)} \cdot \frac{\sin(\sigma_1 n\pi)}{\sigma_1 n\pi} \cdot \frac{1 - \cos n\pi}{n} \cdot \bar{R}_1 \quad (2)$$

$$\bar{\psi}_2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-H_1^{(1)}(i2n\pi\bar{R}_1)}{iH_0^{(1)}(i2n\pi\bar{R}_2)} \cdot \frac{\sin(\sigma_2 n\pi)}{\sigma_2 n\pi} \cdot \frac{1 - \cos n\pi}{n} \cdot \bar{R}_2 \quad (3)$$

ただし  $\sigma_1 = d_1/L$ ,  $\sigma_2 = p = L'/2L$

また図2に示すご

とく、磁極の内側に  $R_1 < R < R_1'$  の範囲で分布する局部漏れ磁束  $\psi_0$  は対になった磁極の中間面で磁界  $B_x$  が平等に分布していると仮定すると、 $B_x$  と磁極の磁位  $\pm\phi_0$  との間には  $d_1 B_x = \mu_0 \cdot 2\phi_0$  なる関係が成立し、

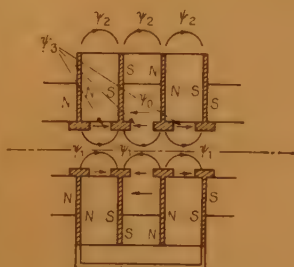


図2 各部における磁束の配分  
Fig. 2—Magnetic flux at each portion.

$$\psi_0 = \int_{R_1}^{R_1'} B_x \cdot 2\pi R dR = \mu_0 \frac{2\pi\phi_0}{d_1} (R_1'^2 - R_1^2) \quad (4)$$

導波管をはきんで向き合う磁極間に、 $R_1' < R < R_2$  の範囲で磁石 1 の部分だけ除いたところに分布する。磁石 1, 2 および 3 に共通な漏れ磁束  $\psi_0$  についても  $\psi_0$  と同様に取扱うと、

$$\psi_0 = \mu_0 (1-r) \frac{4\pi\phi_0}{L'} (R_2^2 - R_1'^2) \quad (5)$$

ただし  $r$  は磁石 3 の断面積が磁石 1 または 2 の断面積に対する比率である。また磁位については、磁石の動作点が使用材質の減磁特性曲線上  $H_w, B_w$  にあると考えると、

$$\phi_0 = H_w L'/4 \quad (6)$$

(6) を (4), (5) に代入して規格化を行なうと、

$$\bar{\psi}_0 = \frac{\pi}{4\sigma_1} (1-q) (\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) \quad (7)$$

$$\bar{\psi}_0 = (1-r) \frac{\pi q}{4p} (4\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) \quad (8)$$

また付録に説明するごとく、

$$\bar{\psi}_1 + \bar{\psi}_2 = \frac{\pi}{4} (\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) \left[ \frac{q}{2p} \{1+r\} \bar{B}_w - (1-r) \right] - \frac{1}{\sigma_1} (1-q) \quad (9)$$

ただし  $\bar{R}_1, \bar{R}_2$  はそれぞれ  $R_1, R_2$  を  $L$  で除した値

$$\bar{B}_{x0} = \frac{\hat{B}_{x0}}{\mu_0 H_w}, \quad \bar{B}_w = \frac{B_w}{\mu_0 H_w}, \quad q = \frac{R_2^2 - R_1'^2}{R_2^2 - R_1^2}$$

$\bar{\psi}_1, \bar{\psi}_2, \bar{\psi}_3, \bar{\psi}_0$  はそれぞれ  $\psi_1, \psi_2, \psi_3$  および  $\psi_0$  を  $4\mu_0 H_w p L^2$  で割って規格化した磁束である。

図3, 4 および 5 に  $\sigma_1$  を parameter とした  $\bar{B}_{x0}/p$  と  $R_1, \psi_1$  と  $\bar{R}_1$  および  $\sigma_2$  を parameter とした  $\bar{\psi}_2$  と  $\bar{R}_2$  との関係を示す。

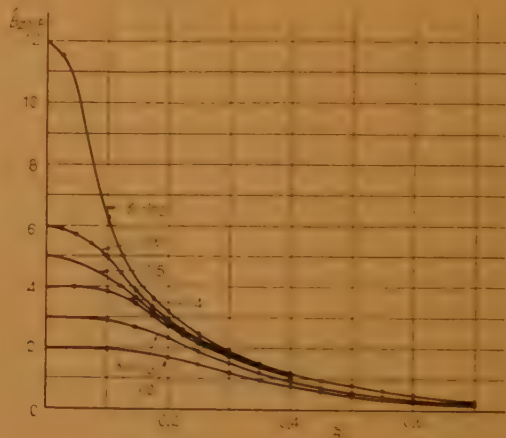


図3  $\bar{B}_{x0}/p$  vs  $\bar{R}_1$   
Fig. 3— $\bar{B}_{x0}/p$  vs  $\bar{R}_1$ .

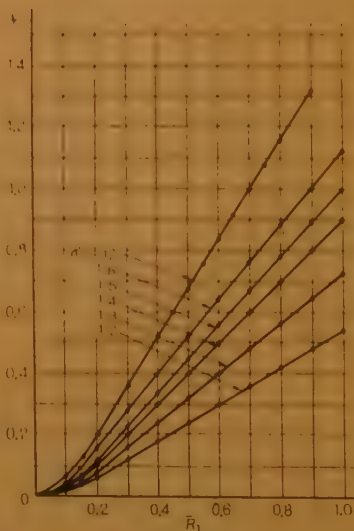


図4  $\bar{\psi}_1$  vs  $\bar{R}_1$   
Fig. 4— $\bar{\psi}_1$  vs  $\bar{R}_1$ .

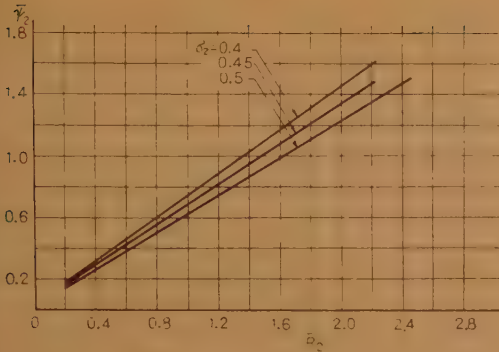


図 5  $\bar{\psi}_2$  vs  $\bar{R}_2$   
Fig. 5— $\bar{\psi}_2$  vs  $\bar{R}_2$ .

#### 4. 磁気回路の設計例

##### 4.1 共通な parameter の決定

4.1.1 磁界の波形と所要磁束密度 実用される多くの場合、 $\bar{R}_1$  は相当大きく式 (1) の第 3 項以下は無視できる。したがって  $\sigma_1=1/3$  のときは第 1 項のみが残り、ほぼ完全な正弦波状磁界分布が得られる。正弦波分布を仮定したとき必要な  $\hat{B}_{z0}$  は Brillouin Flow を仮定すると、

$$\hat{B}_{z0} = \frac{1.17 \sqrt{I} \times 10^{-3}}{V_0^{1/4} r} \text{ Weber/m}^2$$

組合わせて使用する進行波管の動作から電子ビームの半径  $r$ 、電圧  $V_0$ 、電流  $I$  が定まり  $B_{z0}$  が算出できる。たゞし実際には Thermal Velocity による発散等を考慮して、磁界の強さは上式の 1.5~2 倍にとるのが普通である。具体例として  $V_0=2000$  V,  $\hat{B}_{z0}=6.5 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup> の場合を考える。

4.1.2 周期  $L$  の決定 Chang が求めた Brillouin Flow に対する安定条件<sup>(9)</sup>より

$$L < \sqrt{\frac{265 V_0}{\eta \hat{B}_{z0}}} = 2.6 \times 10^{-2} \text{ m}$$

$L$  の値は電子ビームの周縁に生ずるリップルを小さくするため小さいほどよいが、使用する磁石の特性、組合わされる導波管の寸法等による制約も考慮しなければならない。具体例として 10 Gc 帯の導波管の厚み 10.2 ミリを 6 ミリに縮小したものを使用するとし、各磁気レンズの磁極間隔  $d_1$  を導波管の厚みと同一にとって  $\sigma_1=1/3$  にする場合を考えると、 $L=18$  ミリ

4.1.3  $\sigma_2, p, q$  および  $\bar{R}_1$  の決定  $\sigma_2$  および  $q$  は磁極に磁気飽和を生じない限りにおいて大きい方がよく、多くの場合  $\sigma_2=p=0.4\sim 0.5$ ,  $q=0.8\sim 1$  が選ばれる。これらの範囲でどの値を選ぶかは磁極に使用

する材質の透磁率に関係し、最初は設計者の経験によるが、第 1 回の設計手順を終了して磁気回路各部の寸法や磁束の配分が算出されれば、磁極中の最大磁束密度と使用材料の飽和磁束密度とを比較してその適否を吟味することができる。前者が後者より大きくなる場合は数値を選び直して再設計が必要となる。また  $\bar{R}_1$  は集束装置と組合わせて使用する進行波管の外周器外径と周期  $L$  とから容易に決定できる。

具体例として、 $\sigma_2=p=0.45$ ,  $q=0.96$ 、管球外周器外径を 8 ミリとし、磁極の内径が 9 ミリの場合を考えると  $\bar{R}_1=R_1/L=0.25$

##### 4.2 導波管上に補助磁石を設けないときの設計

4.1 の具体例について考えると図 3 から  $\hat{B}_{z0}/\mu_0 H_w p = 1.9$  すなわち  $H_w = 60.5 \times 10^3$  AT/m 磁石を図 6 A に示す特性の等方性バリウムフェライトで作るとすれば、上記  $H_w$  に対する  $B_w$  は 0.15 Weber/m<sup>2</sup> すなわち  $\bar{B}_w = 1.97$ 、図 4 から  $\bar{\psi}_1 = 0.12$  を得るからこれらの数値を式 (9) に代入し、補助磁石がない場合であるから  $r=0$  とすれば、

$$\bar{\psi}_2 = 0.718 \bar{R}_2^2 - 0.165 \quad (10)$$

式 (10) と図 5 から  $\bar{R}_2 = 1.17$  すなわち  $R_2 = 21$  ミリ、また  $\sigma_2=p=0.45$ ,  $q=0.96$  と仮定したことから磁石の長さ  $L'/2 = 8$  ミリ、磁極の厚さは 1 ミリ、磁石内径  $2R_1'$  は 12 ミリと磁気側路を除く諸元が決定できる。

上述した具体例について Dyna-Empire 製の Gauss-meter (Acting Area 0.01 平方インチ) によって実験した結果、 $\hat{B}_{z0}$  は磁束計に添付の標準磁石を標準とした場合 (A 較正)  $7.25 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup>、標準単巻ソレノイドで較正した場合 (B 較正)  $6.55 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup> で、前者では約 10% の lower estimation になるが、

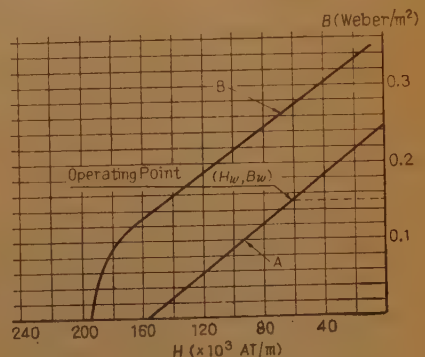


図 6 バリウムフェライト磁石の減磁特性  
Fig. 6— $B/H$  demagnetization characteristics of barium-ferrite magnet.

後者では極めてよい一致が得られた。

#### 4.3 導波管部に補助磁石を付加するときの設計

導波管上に図7に示すような弓形磁石 $n$ 個を設ける場合を考えると、補助磁石の断面積が図1の磁石1および2の断面積に対する比 $r$ は、

$$r = 2n \int_W^{\bar{R}_2} \sqrt{\bar{R}_2^2 - x^2} dx / \pi q L^2 (\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) \quad (11)$$

すなわち $r$ は設置する磁石の数 $n$ と、入、出力導波管の幅 $2W$ を定めれば $\bar{R}_2$ の関数として決定される。

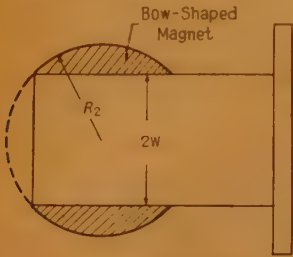


図7 導波管上における補助磁石の設置  
Fig. 7—Auxiliary magnets on waveguide.

設計例として $\hat{B}_{x0}$ が $7.9 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup>、 $2W$ が28ミリ、 $n=2$ で他の条件は4.1と同様の場合を考えると、

$$r = \frac{2}{\pi \cdot 0.96 (\bar{R}_2^2 - 0.063)} \left\{ \bar{R}_2^2 \left( \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{0.778}{\bar{R}_2} \right) - 0.778 \sqrt{\bar{R}_2^2 - 0.605} \right\} \quad (12)$$

図3から $H_w = 73.6 \times 10^3$  AT/m, 図6Aから $\bar{B}_w$ は1.39, したがって式(9)は

$$\bar{\psi}_2 = 2 \bar{R}_2^2 r + 0.233 \bar{R}_2^2 - 0.125 r - 0.135 \quad (13)$$

(12), (13)と図5から $\bar{R}_2 = 1.17$ . その他の諸元も4.2の場合と同様に求めることができる。実験結果はB校正で $7.7 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup>で、 $n=1$ の場合についても同様によい一致が得られている。

#### 4.4 標準的周期磁界装置の設計と $p, q$ の吟味

図1B部に示した普通の周期磁界装置に対しては、式(9)で $r=1$ の場合を考えればよい。

いま4.2で説明したものと同一の磁石および磁極を用いる場合を考えると、 $L=18$ ミリ、 $d_1=6$ ミリ、 $\sigma_1=1/3$ 、 $q=0.96$ 、 $p=\sigma_2=0.45$ 、 $\bar{R}_1=0.25$ したがって $\bar{\psi}_1=0.12$ 、 $\bar{R}_2=1.17$ したがって $\bar{\psi}_2=0.8$ であるから式(9)より、 $\bar{B}_w=0.48$ 、図6Aの減磁曲線から、 $H_w=113 \times 10^3$  AT/m, 故に $\hat{B}_{x0}=12.1 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup>が算出できる。本例の実験値は $11.4 \times 10^{-2}$  Weber/m<sup>2</sup>であった(B校正による)。

新規に設計する場合の手順は4.2, 4.3の場合と同様である。なお上述の設計例では、いずれも $p, q$ の値を0.45および0.96としたが、3例中4.4の場合最も強い磁界が得られる。故に本例について $p, q$ の適否を吟味すると、磁極中で磁束密度が最大になると思われる点は $R=R_1'$ の部分で、この部の断面積は $\pi R_1'(L-L')=1.9 \times 10^{-3}$  m<sup>2</sup>、この断面中を通る磁束は

$$2(\psi_1 + \psi_2) = 8 \mu_0 H_w p L^2 \{ \bar{\psi}_1 + \pi(1-q) \cdot (\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) / 4 \sigma_1 \} = 40 \times 10^{-8} \text{ Weber} \quad (14)$$

故に磁束密度 $B$ は2.105 Weber/m<sup>2</sup>。国産純鉄を使用する場合は飽和磁束密度が2.16 Weber/m<sup>2</sup>、したがって $p, q$ はこれ以上大きく選ぶことは不適当である。

#### 4.5 磁気側路の構成とその設計

3で説明した解析は磁気側路を設けることによる外部漏れ磁束 $\psi_2$ の変化を無視しているが、実際には側路回路の存在により漏れが増加して軸上に分布する磁束密度が低下することが予想される。この悪影響を最小にするには、磁気側路と導波管に隣接する磁極との対向面積を極力小さくして漏れ磁束を減少させることが望ましく、図8に示すようにL形の磁性体で導波管の両側に設置された磁石の、導波管に面しない側の磁極を短絡する方法が $\hat{B}_{x0}$ に及ぼす影響が最小で、実用的にも便利である。



図8 磁気回路の構成案子  
Fig. 8—Fundamental elements of the magnetic circuit in the waveguide portion.

4.2で説明した磁気回路では幅1センチ、厚さ1ミリ、高さ $h=1$ センチのL形純鉄製側路を使用した。が、 $h$ の値は組合わせて使用する導波管の寸法によって制限される。

表1に $h$ を種々変えたときの $B_{x0}$ およびそれを得るのに必要な組数を、また図9に磁気側路の組数(磁気抵抗)を変えた場合の軸上磁界分布の変化を示す。

表1から判るごとく、側路の長さすなわち磁気抵抗が大きくなるとそれに対応して連続な周期磁界を得る



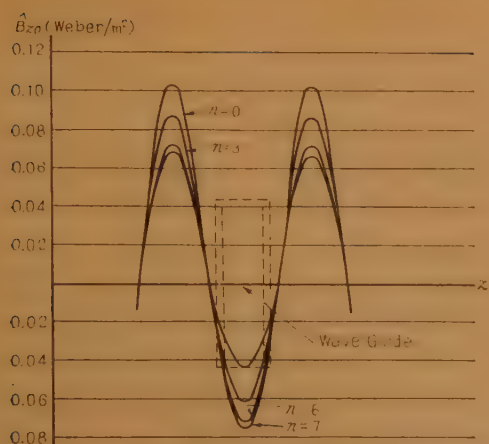


図 9 磁気側路の組合せ数を変えたときの導波管部磁界  
Fig. 9— $\hat{B}_{z0}$  on the axis of the waveguide portion vs. magnetic reluctance of shunt circuit.

表 1 連続な周期磁界を得るために必要な  
磁気側路組数と高さとの関係

$h(\text{m})$	$\hat{B}_{z0}(\text{Weber/m}^2)$	Number of Shunts
$3.0 \times 10^{-3}$	0.072	9
$2.0 \times 10^{-3}$	0.0725	8
$1.5 \times 10^{-3}$	0.073	8
$1.0 \times 10^{-3}$	0.0725	7
$0.7 \times 10^{-3}$	0.072	7
$0.5 \times 10^{-3}$	0.0715	6

ための側路組数を増す必要があり、逆に側路の高さが低くなると所要組数は減少するが、一方磁性体が磁石に接近するための漏れ磁束の増加により総合して軸上の磁束密度は実用的な範囲内では  $h$  の値にあまり影響されない。すなわち同一の磁気回路を各種の周波数帯の進行波管に適用可能であることがわかる。

磁気側路の所要寸法は適当な幅および高さを有する L 形磁性体を数組用意し、軸上磁界を測りながら組合せの数を加減することによって簡単に求められるが、磁気回路の他の部分を設計した後、付録 2 に説明する方法で概略的な寸法を計算することもできる。

## 5. 温度特性について

磁石が温度変化の履歴を受けた場合に付随する磁気特性の変化には、温度を元に戻すと回復する可逆的なものと、一度履歴を受けると回復不能な非可逆的なものがある。バリウムフェライトはこの双方に対してあまり好ましい材料ではなく設計上等閑視できない。

非可逆変化を保磁力  $153.6 \times 10^3 \text{ AT/m}$  のバリウムフェライト磁石を用いた 2 種類の周期磁界装置 (a)  $H_w =$

$113 \times 10^3 \text{ AT/m}$ , (b)  $H_w = 73.5 \times 10^3 \text{ AT/m}$ ) について

- ① 室温で着磁して、 $21^\circ\text{C}$  で測定
- ②  $-30^\circ\text{C}$  で 30 分冷却し、その後  $18^\circ\text{C}$  に戻して磁界を測定
- ③ ② の後  $+50^\circ\text{C}$  にて 30 分間加熱後  $21.5^\circ\text{C}$  に戻して測定
- ④ ③ の後  $-50^\circ\text{C}$  で 30 分冷却、 $20^\circ\text{C}$  で測定
- ⑤ ④ の後  $+70^\circ\text{C}$  に加熱後  $20.5^\circ\text{C}$  に戻して測定を行なった実験結果を表 2 に示す。

表 2 温度変化の履歴による  $\hat{B}_{z0}$  の非可逆的变化

Process	$\hat{B}_{z0}(\text{Weber/m}^2)$		Relative value of $\hat{B}_{z0}$	
	a	b	a	b
①	0.125	0.085	100%	100%
②	0.117	0.081	93.5%	95%
③	0.118	0.082	94%	96%
④	0.114	0.080	91%	94%
⑤	0.115	0.080	92%	94%

供試 2 例とも冷却によってかなりの非可逆的な変化を生じ、また一度冷却すればその後は実用上考えられる高温に加熱してもあまり影響が認められない。したがって設計にあたっては、あらかじめこの程度の磁界の低下を考慮することが必要と思われる。

可逆的变化については  $2R_2=32$  ミリ、 $2R_1'=17$  ミリ、 $2R_1=15$  ミリ、 $L'=20$  ミリ、 $L=25.4$  ミリ、 $p=\sigma_2=0.4$ 、 $\sigma_1=1/4$  の例につき、東北金属株式会社から提供された磁石材質の温度特性から 4.4 に説明した計算法で  $\hat{B}_{z0}$  を求めた結果、周囲温度が  $20^\circ\text{C}$  から  $60^\circ\text{C}$  および  $100^\circ\text{C}$  に上昇すると、それぞれ 5% 弱、10% 強磁界が低下することが判明した。

以上の他、磁界装置、導波管等を支持するためのカバー、管球等が周囲温度の変化によって膨脹、収縮を行なうとき、各部の膨脹係数の差によって相対関係に微少な変化を生じ、電子ビームの透過に悪影響を与えることに注意する必要がある。このため各部の支持体は被支持物を組合せたときの実効的熱膨脹係数とあまり差のない膨脹特性の材質で構成することが望ましい。

## 6. 磁界の強化法と前記設計法の実用的補正

### 6.1 磁極寸法の変更による磁界の強化

4 で説明した設計通りの磁界が実際に得られたとしても 5 で説明した温度変化による影響を考慮するとさらに数%程度磁界を強化することが必要であり、また磁石を製作した後、磁束密度を多少変更したい場合が

生ずることも一般に起こり得ることである。

一般に  $\hat{B}_{z0}$  の大きさは磁石の寸法が与えられれば、その磁石中の総磁束中で有効磁束  $\psi_1$  がどの程度の割合を占めているかによって定まり、磁界を弱くすることは  $\sigma_s$  または磁気側路の形状を外部漏れ磁束  $\psi_2$  が増加するように選ぶことによって容易に実現できる。

同様の思想はまた  $\hat{B}_{z0}$  の強化についても成立し、 $\psi_2, \psi_0$  を小さくするよう考慮すれば磁界はある程度強化できる。以上の考察から図 1 A 部の磁極の外径を磁石の外径  $2R_2$  より小さい  $2R_2'$  とし  $\hat{B}_{z0}$  の変化を測定した結果を図 10 に示す。すなわち磁極の外径を  $2R_2$  から次第に小さくして行くと、ある範囲までは  $\hat{B}_{z0}$  が増大し、 $R_2'/R_2 = 0.88$  で  $\hat{B}_{z0}$  を  $0.066 \text{ Weber/m}^2$  から  $0.076 \text{ Weber/m}^2$  と 15% 程度強化できる。この結果は、温度変化による影響を考慮しても、4 に述べた設計法に基づいて作られた磁界装置が所望の磁界を与えるごとく実用的に補正できることを示している。

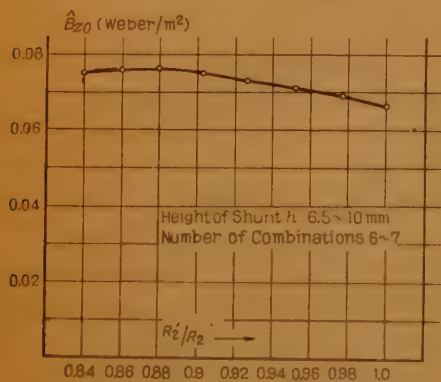


図 10 磁極の外径と  $\hat{B}_{z0}$  との関係

Fig. 10—Plotting of  $\hat{B}_{z0}$  with respect to the outside diameter of pole piece.

## 6.2 材質の選択による磁界の強化

4 の設計例からも明らかなように、同一寸法の磁気回路により生成できる磁界の強さは、使用磁石の減磁特性および磁極、磁気側路の透磁率に関係し、磁石については保磁力、残留磁気が共に大きいほど強力な磁界が得られる。一例として 4.2 と同一寸法で磁石の材質のみを図 6 B に示した特性の方位性バリウムフェライトに変える場合を考えると、 $\hat{B}_{z0} = 0.098 \text{ Weber/m}^2$  (計算値)、 $0.105 \text{ Weber/m}^2$  (B 校正実測値) で磁界の強さは約 1.5 倍となる。また前述したように  $p, q$  は大きいほど有利であるが構成材質の飽和磁束密度が制約を与える。したがって磁極、磁気側路の材質としてはパーマロイ等磁束密度の低いところで高い透磁率を

有する材質は不適當で、Hiperco 等高い飽和磁束密度を有するものの方がよい。たとえば付録 2 で説明する磁気側路を Hiperco に置き替える場合は純鉄の  $w = 7.6$  センチに対し 6 センチでよく、 $\psi_2$  増加の防止、Compact な構成を得る上で好都合である。

## 7. 進行波管と組合わせた実用例

上述した磁気回路は、組合わせて使用する導波管の幅にあまり関係しないため、4, 6, 7 および 11 Gc 帯の各種のパッケージ形進行波管に適用され、電電公社をはじめとする各方面の超多重通信装置に実用されている。実装例として最近開発された LD-550 を図 11 に示す。



図 11 LD-550 の外観

Fig. 11—General view of the traveling-wave tube type LD-550.

導波管部磁気回路設計の基準は、方位性バリウムフェライトを使用するとし、 $L = 2$  センチ、 $\sigma_1 \approx 1/3$ 、 $\sigma_2 = 0.45$ 、 $q = 0.94$ 、 $\bar{R}_1 = 0.275$  で  $\hat{B}_{z0} = 0.08 \text{ Weber/m}^2$  である。入、出力導波管の中間部に設置する標準形周期磁界装置については、方位性と等方性の両者を設計、試作し、上述の導波管部磁気回路と組合わせて非可逆温度特性を測定した。

両者を同時に  $-62^\circ\text{C}$  で 2.5 時間冷却した後室温に戻して測定した  $\hat{B}_{z0}$  は、 $0.084 \text{ Weber/m}^2$  の初期値に対し方位性の場合  $0.067$ 、等方性では  $0.079$  で後者が優れており、一方導波管部磁気回路は方位性を採用しているにもかかわらず、上記等方性の場合より非可逆変化がやや少ない結果を得た。この事実は導波管部磁石と中間部磁石との動作点の相違に基因するものと考えられる。上述の集束装置を集束角  $17^\circ$ 、推定電子ビーム最小直径 1.6 ミリの電子銃と組合わせた LD-550 について得られた電流透過特性および増幅特性はそれぞれ図 12, 13 に示すごとくである。

周期磁界の特長を活用してコレクタ電圧をヘリック

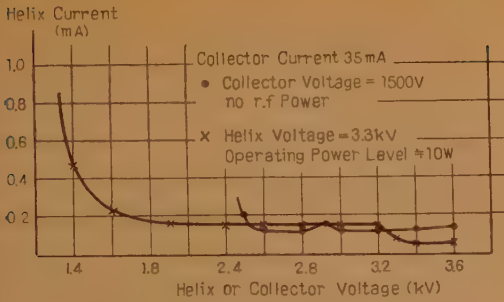


図 12 LD-550 の電流透過特性

Fig. 12—Plotting of helix current with respect to helix voltage and collector voltage.

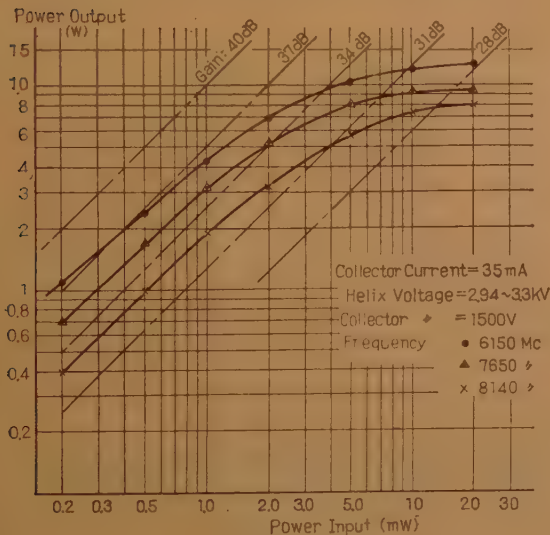


図 13 LD-550 の入出力特性

Fig. 13—Plotting of  $r_f$  power output with respect to power input.

ス電圧の半分程度に下げ得るごとく設計されているため、比較的高出力であるにもかかわらず、大形の放熱体を付属することによって強制空冷が不要であり、従来この種装置に比べて、著しく電力能率が改善されている。

## 8. 結 言

導波管結合形進行波管と組合わせるのに適当な磁気回路を提案し、その設計法および実用上必要と思われる考察を述べた。従来導波管部にも連続な周期磁界を分布させる磁気回路については解析された例がなかったが、本論文で説明した諸関係は実験値とも数パーセントの誤差でよく一致し、また、6 で述べた補正法を採用すれば極めて精度よく有効に利用できると思われる。

最後に常に御指導をいたゞいている当社西尾博士、池沢技術部長、見目博士、根本主任、および磁石材料に関し資料を提供していただいた東北金属株式会社の平田主任に厚く感謝の意を表わす。

## 文 献

- (1) J.T. Mendel, C.F. Quate, W.H. Yocom : I.R.E. **42**, p 800, (May 1954).
- (2) W.W. Sickanowicz : I.R.E. **44**, p 55, (Jan. 1956).
- (3) O.T. Purl, J.R. Anderson, G.R. Brewer : I.R.E. **48**, p 441, (Feb. 1958).
- (4) 見目, 安田 : 昭 32 信学全大予稿 187.
- (5) 根本, 安田 : 昭 32 連大予稿 946.
- (6) 見目, 安田 : 昭 32 信学全大予稿 194.
- (7) 見目, 安田 : P. I.E.E. p 480, (May 1958).
- (8) K.K.N. Chang : RCA Rev. p 65, (March 1955).
- (9) K.K.N. Chang : J.A. Phys. p 1527, (Dec. 1956).

## 付録 1. 式 (9) の誘導

図 1 で磁石 1 および 2 は B 部に示した標準的周期磁界装置内の磁石が負担する磁束 ( $\psi_1 + \psi_2 + \psi_3$ ) の他に、導波管部における磁束 ( $\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3$ ) の一部をも負担する必要がある。いま補助磁石 3 に対し、磁石 1, 2 が導波管部磁束を負担する割合を  $S$  とすると、磁石 1, 2 を通る全磁束  $\psi$  は

$$\psi = \psi_1 + \psi_2 + \psi_3 + S(\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3) \quad (1)$$

また対をなす磁極間の磁位差は、連続な周期磁界が得られたとし仮定から各磁気レンズを通じて一定と考えられるから、

$$(1-S)(\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3) = r\{\psi_1 + \psi_2 + \psi_3 + S(\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3)\} \quad (2)$$

(1), (2) より

$$\psi = \frac{1}{1+r} \{\psi_0 + 2(\psi_1 + \psi_2 + \psi_3)\} \quad (3)$$

磁石内では磁力線がすべて軸方向を向き、磁石の断面積と  $B_w$  との積が磁石を通る全磁束  $\psi$  に等しいとすると、

$$q\pi(R_2^2 - R_1^2) = \frac{\psi}{B_w} \quad (4)$$

(3), (4) より

$$\frac{1}{1+r} \{\psi_0 + 2(\psi_1 + \psi_2 + \psi_3)\} = \bar{B}_w \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{q}{p} (\bar{R}_2^2 - \bar{R}_1^2) \quad (5)$$

本文 (7), (8) および上述の (5) より本文式 (9) が求められる。



## 付録 2. 磁気側路寸法の計算

4.4 (14) で求めたと同様の手法でまず  $\psi_0, \psi_1, \psi_2, \psi_3$  の数値を計算する。つぎに磁石の起磁力を  $F, R < R_1$  部,  $R_1 < R < R_1'$  部,  $R_1' < R < R_2$  部および  $R > R_2$  部の磁気抵抗をそれぞれ  $r_1, r_2, r_0$  および  $r_3$  とすると、たとえば 4.2 の設計例では、

$$r_0 = \frac{F}{\psi_0} = \frac{L'}{\mu_0 \pi (R_2^2 - R_1'^2)} = \frac{6.29}{\mu_0}$$

故に  $F = \psi_0 r_0 = 96.6 \times 10^{-6} \times 6.29 / \mu_0$  AT

$r_1, r_2, r_3$  はそれぞれ  $F$  を  $\psi_1, \psi_2, \psi_3$  で割って求められ、これから導波管に面する磁極間の合成磁気抵抗  $r = 4.25 / \mu_0$  が算出される。

ここで磁気側路の所要抵抗を  $r_x$  とし、2 個の磁石を共通に通る磁束がすべて磁気側路を介して結合すると仮定すると、

$$2F = (r + r_x)(\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3)$$

磁気側路を厚さ 1 ミリ、長さ 36 ミリ、幅  $w$  メートルの帯状にする場合を考えると、

$$r_x = \frac{3.6 \times 10^{-2}}{\mu_0 w \times 10^{-3}} = \frac{4.25}{\mu_0} \quad (1)$$

磁気側路中では磁束密度が各部において均一と仮定すると、

$$B = \frac{\psi_0 + \psi_1 + \psi_2 + \psi_3}{w \times 10^{-3}} = \frac{143.2 \times 10^{-6}}{w \times 10^{-3}} \quad (2)$$

(1), (2) から  $B = 16.9 \times 10^{-3} \mu$  Weber/m<sup>2</sup>, したがって使用材質の  $B-H$  曲線が与えられれば  $\mu$  が求まり、所要磁気抵抗を得るための幅  $w$  が算出される。

たとえば、商用純鉄の場合を考えると、磁界が 169 Oersted のときの  $\mu$  は 112, したがって  $w$  は 7.6 センチとなる。上記計算値に対する実験値は 6 センチで、磁界は空間を介しても結合するため Over Estimation となるが、大略の目安は得ることができる。

(昭和 35 年 11 月 4 日受付)

UDC 621.3.002.62 : 658.516

## 部品の標準化の経済性について\*

正 員 窪 小 谷 英 夫

(電気通信研究所)

要約 各種の需要に応ずるため数多くの種類を必要とする部品では量産による製造の合理化を計るとき種類数(コード数)を少なくして製造原価の低減を期待できる場合が多い。特に最近大規模な自動製造設備による生産に移るとき種類数を周期的に減少させることによって製造原価を格段に下げられた例<sup>(1)</sup>も現われてきた。従来発表された種類数の経済性に関する論文は年間ロット数などを固定して最適種類数を求める方法であった。本稿では互いに関連し合っている種類数と年間ロット数を製造原価を最小にするように一挙に簡単に求める解を得、また時刻的需要変動がはなはだしい場合には種類の設定をどう修正すべきか考察し、さらに複合部品の場合の種類数と年間ロット数を求める解にも拡張した。

## 1. 部品の経済性

多くの量産部品においては種々の異なる需要に応ずるために一連の基本となる共通の個片、部品を定めこれらの異なる組合わせを作っている。かような基本個片、部品の個々の異なる組合わせをコードと称する。すなわちコードは種々の異なる需要に応ずるために部品に設けられた種類のことである。

近代工業においては種々の異なる需要に対して数多くのコードを設けた部品を設計し、共通の個片、部品の生産量を増大させることによって量産による低廉化を計ることが有利である。かような量産部品において

はコードを需要に忠実に数多く設定するよりもコード数を少なくして全体の需要に応ずる方が有利なことが多いので、部品の経済性におよぼすコード数の影響を論ずることとする。

量産部品の経済性には部品自体の生産原価に関する経済性と、そのほかに部品の性能によって左右されるその部品を使用する装置、方式の生産原価、部品の動作に必要とする動力費、保守に必要とする保守費などの年経費を含めた総合経済性とに分けられる。前者、すなわち部品自体の経済性は全体の需要をみたす部品の生産原価の総和がコードのいかにによってどのように変化するかを論ずればよいし、後者、すなわち部品の総合経済性はそのほかに性能の良いコードの新設定による装置、方式としての原価低減、コードの設定による動力費、保守費の増減をも合わせ考慮して論ずれ

\* Coding Economics of Parts. By HIDEO KUBO-KOYA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3342]

ば良い。

部品の生産原価をここで部品費と称するとき、部品費は材料費と工数の和である部品基本費と、在庫費と管理費と段取り費の和であるロット費との和となる。

部品費＝部品基本費＋在庫費＋ロット費

部品基本費＝材料費＋基本工数＋付加工数

ロット費＝管理費＋段取り費

ここでは部品自体の経済性を論ずることとする。

## 2. コードの設定と部品費

### 2.1 コード数減少による部品基本費の増加分

需要に忠実にコードを設定するとき部品基本費が最小なるコードより順に並べ、部品基本費が等間隔に増加するようにコードを設定する。このさいあるコードの需要量が零であってもかまわない。かような原コードの場合の全部品基本費はつぎのとおりである。

$p$ : 原コード数

$a$ : 最小の部品基本費

$b$ : 最大の部品基本費

$h_j$ : 原コードにて  $j$  番目のコードの年間需要量

$C_0$ : 原コードの場合の全部品基本費

$$C_0 = \sum_{j=1}^p \{a + (b-a)(j-1)/(p-1)\} h_j \quad (1)$$

ここで部品基本費の大なる部品にて小なる部品の需要に及び得るとし、1番目から  $x_i$  番目までのコードの需要に対しては  $x_i$  番目の1コードにて、 $(x_{i-1}+1)$  番目から  $x_i$  番目までのコードの需要に対しては  $x_i$  番目の1コードにて応ずるようにする。この関係を図1に示す。かようにして新コードを設定するとき全部品基本費はつぎのとおりである。

$m$ : 新コード数

$x_i$ : 新コードにて製造するとき  $i$  番目のコードに対応する原コードの番号

$C'_0$ : 新コードにて製造するときの全部品基本費

$C_c$ : 新コードの場合の全部品基本費の増加分

$$C'_0 = \sum_{i=1}^m \{a + (b-a)(x_i-1)/(p-1)\} \sum_{j=x_{i-1}}^{x_i} h_j \quad (2)$$

$$C_c = C'_0 - C_0 = (b-a)/(p-1)$$

$$\cdot \sum_{i=1}^m \sum_{j=x_{i-1}}^{x_i-1} (x_i - x_{i-1} - j) h_{x_{i-1}+j} \quad (3)$$

### 2.2 年間ロット数と在庫費、ロット費との関係<sup>(1)</sup>

部品の需要には時期的変動がない場合、年間ロット

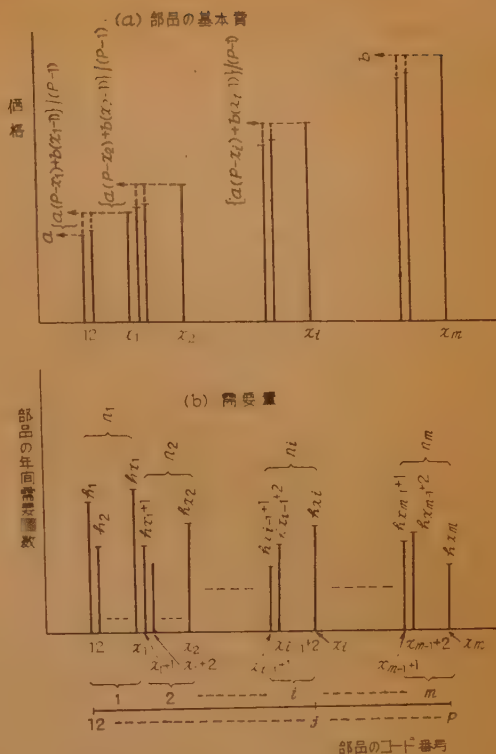


図1 コード数減少方法の図解

Fig. 1-Illustration of reduction of the number of codes.

数と在庫費、ロット費との関係はつぎのとおりである。

$A$ : 1コードの製造に必要な年間管理費

$S$ : 製造設備治工具の1回の段取り費

$k$ : 在庫による損失係数

$n_0$ : 1コードのみを1年間連続生産するときの仮想生産個数

$n_i$ : 新コードにて製造するとき  $i$  番目のコードの年間生産個数

$l_i$ : 同上の年間ロット数

$C_{si}$ : 同上の在庫費

$C_{li}$ : 同上のロット費

$C_L$ : 新コードの全部品の在庫費とロット費の和

とすれば平均在庫数は、 $(1-n_i/n_0)n_i/2l_i$  であるから

$$C_{si} = k\{a + (b-a)(x_i-1)/(p-1) + (A+Sl_i)/n_i\}(1-n_i/n_0)n_i/2l_i \quad (4)$$

$$C_{li} = A + Sl_i \quad (5)$$

$$C_L = \sum_{i=1}^m (C_{si} + C_{li}) \quad (6)$$

## 2.3 コード数, 年間ロット数と全部品費との関係

### 2.3.1 一般解

$C$  : 全部品費

$C_N$  : 新コードによる全部品費の変動分とすれば

$$C = C_0 + C_N \quad (7)$$

$$C_N = C_c + C_L \quad (8)$$

式 (3), (4), (5), (6) を式 (8) に代入して

$$\begin{aligned} C_N &= (b-a)/(p-1) \\ &\cdot \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{x_i l_i - x_{i-1} l_{i-1} - 1} (x_i - x_{i-1} - j) h_{x_{i-1} + j} \\ &+ S \sum_{i=1}^m l_i + mA + mSk(1 - \bar{n}_i/n_0)/2 \\ &+ \sum_{i=1}^m [A(1 - n_i/n_0) \\ &+ \{a + (b-a)(x_i - 1)/(p-1)\} \\ &\cdot n_i(1 - n_i/n_0)] k/2 l_i \quad (9) \end{aligned}$$

したがって式 (9) を最小にする  $x_i, l_i$  を求めればよい。

### 2.3.2 等間隔に新コードを設定する場合

原コードの  $x$  番目ごとに等間隔に新コードを選択してどの新コードも年間ロット数を等しくして製造する場合は,  $x$  はコード数減少率となり  $x_i = ix, l_i = l$  であるから

$C_N'$  : この場合の全部品費の変動分

とすれば本項の条件を式 (9) に代入し,  $n_i/n_0 \ll 1$  とし

$$C_N' = Ul + V + W/l \quad (10)$$

$$U = Sp/x \quad (11)$$

$$\begin{aligned} V &= \{(1 - xN/pn_0)Sk/2 + A\}p/x \\ &+ (b-a)xN/(p-1) \\ &- (b-a)/(p-1) \sum_{i=1}^{p/p} \sum_{j=1}^x j h_{(i-1)x+j} \quad (12) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W &= \{Ap/x + N(ap-b)/(p-1) \\ &+ (b-a)x/(p-1) \sum_{i=1}^{p/p} \sum_{j=1}^x i h_{(i-1)x+j}\} \\ &\cdot (1 - xN/pn_0)k/2 \quad (13) \end{aligned}$$

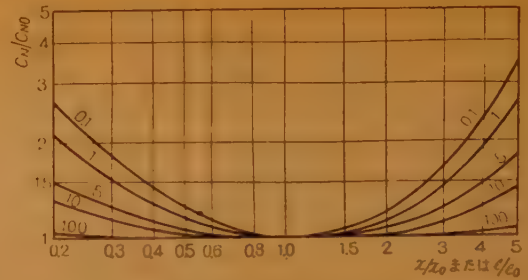
式 (10) を最小にする年間ロット数は

$$l = \sqrt{W/U} \quad (14)$$

式 (14) を式 (10) に代入すれば

$$C_N' = V + 2\sqrt{WU} \quad (15)$$

したがって式 (15) を最小にするコード数減少率  $x$  を求め, 式 (14) に代入してそのときの年間ロット数  $l$  を求めればよい。かようにして求めた値を  $x_0, l_0, U_0, V_0, W_0, C_{N0}$  とし  $V_0/U_0 = D$  とおけば年間ロット数



[注] 曲線上のパラメータは  $D/l_0, E'/x_0, D'/l_0$  などの値

図2 コード数減少率またはロット数が最適値をはずれたときの部分費増加率

Fig. 2-Increasing costs, when the number of codes, or lot frequency is not fit the optimum value.

が  $l_0$  をはずれたときの  $C_N'$  は

$$C_N'/C_{N0} = \{l/l_0 + l_0/l + D/l_0\}/(2 + D/l_0) \quad (16)$$

式 (16) の値は図2に示すとおりである。

### 2.3.3 どの原コードも年間需要量が等しく, 等間隔に新コードを設定する場合

前項の  $x_i = ix, l_i = l$  のほかに  $h_j = h$  が成立する場合であるから

$C_N''$  : この場合の全部品費の変動分

とすれば, 本項の条件を式 (9) に代入して

$$C_N'' = Ul + V' + W'/l \quad (17)$$

$$C_N'' = X'x + Y' + Z'x \quad (18)$$

$$U' = Sp/x \quad (19)$$

$$\begin{aligned} V' &= S(p/x - N/n_0)k/2 + Ap/x \\ &+ (b-a)(x-1)N/2(p-1) \quad (20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W' &= \{Ap/x + (ap-b)N/(p-1) \\ &+ (p+x)(b-a)N/2(p-1)\} \\ &\cdot (1 - xN/pn_0)k/2 \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X' &= [1 + \{1 - (a+b-2b/p)N/(b-a)n_0\} \\ &\cdot k/2 l] N(b-a)/2(p-1) \quad (22) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y' &= \{a - (b-a)(l/k + 1 - p/2)/(p-1) \\ &- (Sl + A)/n_0\} Nk/2 l \quad (23) \end{aligned}$$

$$Z' = (Sl + A)(1 + k/2 l)p \quad (24)$$

式 (17) を最小にする年間ロット数  $l$  は

$$l = \sqrt{W'/U'} \quad (25)$$

式 (18) を最小にするコード数減少率  $x$  は

$$x = \sqrt{Z'/X'} \quad (26)$$

したがって  $C_N''$  を最小にする  $l, x$  をそれぞれ  $l_0, x_0$  とすれば, これらは式 (25), (26) の連立方程式の解として得られ, また近似的につぎの方程式の解として得



られる。

$$l_0^4 - (Ak/S)l_0^2 - \{(a+b)/2 - (b-a)/2(p-1) - A/n_0\}^2 \{Nk^2(p-1)/2S(b-a)p\}l_0 \\ + [A^2k - \{(a+b)/2 - (b-a)/2(p-1) - A/n_0\}^2 \{2A + Sk\}N(p-1)/(b-a)p] \\ \cdot k/4S^2 = 0 \quad (27)$$

$$x_0^4 - (2A + Sk)\{2p(p-1)/(b-a)N\}x_0^2 \\ - \{(a+b)/2 - (b-a)/2(p-1) - A/n_0\} \\ \cdot \{2Spk(p-1)^2/(b-a)^2N^2\}x_0 \\ + (4A^2 + 2ASk + S^2k^2) \\ \cdot p^2(p-1)^2/(b-a)^2N^2 = 0 \quad (28)$$

$x=x_0$  のときの  $U'$ ,  $V'$  を  $U'_0$ ,  $V'_0$ ,  $l=l_0$  のときの  $X'$ ,  $Y'$  を  $X'_0$ ,  $Y'_0$ ,  $x=x_0$ ,  $l=l_0$  のときの  $C_N''$  を  $C_{N_0}''$  さらに  $V'_0/U'_0 = D'$ ,  $Y'_0/X'_0 = E'$  とすれば,  $x, l$  のいずれか片方が  $x_0, l_0$  よりはずれた値をとるとき  $C_N''$  の値は

$$C_N''/C_{N_0}'' = (l/l_0 + l_0/l + D'/l_0)/(2 + D'/l_0) \quad (29)$$

$$C_N''/C_{N_0}'' = (x/x_0 + x_0/x + E'/x_0)/(2 + E'/x_0) \quad (30)$$

式 (29), (30) の値は図 2 に示すとおりである。

## 2.3 計算例

部品としてある種の抵抗の場合を考える。この抵抗に対する需要は抵抗値として 200 種, 精度として 10 種, 許容電力として 10 種あり, これらの組合わせとして  $2 \times 10^4$  種の需要がある。精度の低い需要に対しては高いもので, 許容電力の低い需要に対しては高いもので間に合うことができる。抵抗値はそれ自体要求されることが多いが, ここではすべて他の抵抗に間に合わせることができるとしてコード数, 年間ロット数と全部品費との関係を解き, 解の示す最適コード数までコード数を減らし得るかどうかは別途検討することとすればよい。

上記  $2 \times 10^4$  種のコードの抵抗の年  $5 \times 10^6$  個の平等需要に対して従業員 300 人の工場にて製造するとする。諸元の値を列記すれば

$$p = 2 \times 10^4, N = 5 \times 10^6, n_0 = 2 \times 10^7, S = 12.5, \\ A = 50.4, k = 0.15, a = 3.45, b = 13.6$$

であり, これらを式 (17) に代入すれば

$$C_N = 250 \times 10^3 l / x + 1,026 \times 10^3 / x - 1,260 \\ + 1,260 x + (75.3 \times 10^3 / x + 3.2 \times 10^6 \\ + 56 x - 0.0012 x^2) / l \quad (31)$$

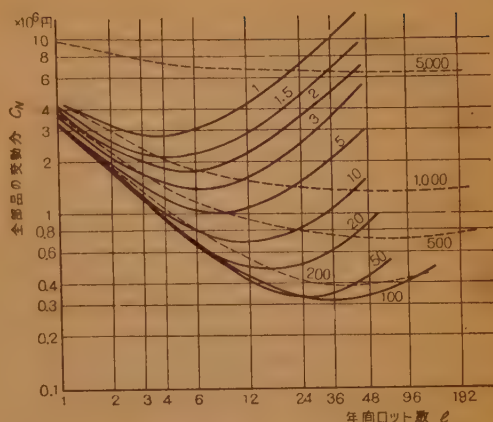


図 3 需要コード数 20,000 の抵抗を年間 5,000,000 個生産するときのコード数減少率  $x$  と年間ロット数  $l$  と全部品費の変動分  $C_N$  との関係

Fig. 3—Relationships between the variable costs  $C_N$ , decreasing factor of the number of codes  $x$ , annual lot frequency  $l$ , when a kind of resistors is manufactured for the annual demand 5,000,000 and the number of codes 20,000, in original demand.

上式より年間ロット数  $l$ , コード数減少率  $x$  と全部品費の変動分  $C_N$  との関係を図示すれば図 3 のとおりであり, コード数を 1/100 に減少させて 200 コードとし, 年間 36 ロット, すなわち 10 日で 1 ロット生産の場合に最小の  $C_N$  が得られる。

## 3. 需要変動ある場合のコード数と全部品費

### 3.1 需要変動による付加費の一般解

需要量に時期的に変動がある場合, その変動に応じて工場が最適生産計画<sup>(2)</sup>を立てるときコード設定と部品費との関係を求める。

$a'$ : 最小の部品の正規生産の場合の工数

$b'$ : 最大の部品の正規生産の場合の工数

$u$ : 残業生産の場合の工数増の割合

$K$ : 期間数 (時期的需要変動があるので 1 年間で  $K$  期間に分け, 1 期間内では需要量一定とす)

$X_a(X_{ai})$ :  $\alpha$  番目の期間の ( $i$  番目のコードの) 正規生産個数

$Y_a(Y_{ai})$ : 同上の残業生産個数

$I_a(I_{ai})$ : 同上の繰越在庫数

$D_a(D_{ai})$ : 同上の需要個数

$D$ : 年間全需要個数

$N$ : 年間全生産個数

$M$ : 工場の正規生産の場合の生産能力

$C_a$ ：需要変動による付加費，すなわち残業生産による部品基本費の超過分と繰越在庫費の和

$$C_a = \sum_{i=1}^K \sum_{a=1}^m [(u-1)\{a' + (x_i-1) \cdot (b'-a')/(p-1)\} Y_{ai} + \{a + (x_i-1) \cdot (b-a)/(p-1)\} I_{ai} k/K] \quad (32)$$

一方各期間の生産個数と需要個数，繰越在庫数にはつぎの関係が成立する。

$$I_{ai} = I_{oi} + \sum_{\beta=1}^a (X_{\beta i} + Y_{\beta i} - D_{\beta i}) \quad (33)$$

式 (33) を式 (32) に代入すれば

$$C_a = \sum_{i=1}^K \sum_{a=1}^m [\{a + (x_i-1)(b-a)/(p-1)\} \cdot (K-\alpha+1)k/K \cdot X_{ai} + \{(u-1) \cdot \{a' + (x_i-1)(b'-a')/(p-1)\} + \{a + (x_i-1)(b-a)/(p-1)\} \cdot (K-\alpha+1)k/K\} Y_{ai} - \{a + (x_i-1)(b-a)/(p-1)\} \cdot (b-a)/(p-1)\} (K-\alpha+1)k/K \cdot D_{ai}] + \sum_{i=1}^m k\{a + (x_i-1)(b-a)/(p-1)\} I_{oi} \quad (34)$$

### 3.2 各コードが等需要量のときの付加費

各コードの需要量が，それぞれの同一時期においては等しいとし，新コードを原コードから  $x$  番目ごとに等間隔に拾って原コード数  $p$  を新コード数  $m$  に減少させる場合を考えれば  $x_i = ix$ ， $m = p/x$ ， $X_{ai} = X_a \cdot x/p$ ， $Y_{ai} = Y_a \cdot x/p$ ， $D_{ai} = D_a \cdot x/p$ ， $I_{oi} = I_o \cdot x/p$  となるから，これらを式 (34) に代入して

$$C_a = \sum_{a=1}^K [(G+Hx)\{1-(\alpha-1)/K\}X_a + \{(G'+H'x) - (G+Hx)(\alpha-1)/K\}Y_a - (G+Hx)\{1-(\alpha-1)/K\}D_a] + (G+Hx)I_o \quad (35)$$

$$G = \{(a+b) - (b-a)/(p-1)\}k/2 \quad (36)$$

$$H = (b-a)k/2(p-1) \quad (37)$$

$$G' = [\{(a+b) - (b-a)/(p-1)\} + (u-1) \cdot \{(a'+b') - (b'-a')/(p-1)\}]k/2 \quad (38)$$

$$H' = \{(b-a) + (u-1)(b'-a')\}k/2(p-1) \quad (39)$$

### 3.3 時期的需要変動がある場合の最適生産計画

工場で生産計画を立てる上の制限条件は各期間における繰越在庫数が負にならないために

$$I_o + \sum_{\beta=1}^a (X_{\beta} + Y_{\beta} - D_{\beta}) \geq 0 \quad (40)$$

また各期間における正規生産個数が工場の生産能力  $M$  を越すことはないから

$$M/K - X_a \geq 0 \quad (41)$$

したがって時期的需要変動がある場合の最適生産計画を立てるには式 (40)，(41) の制限条件の下で式 (34) または式 (35) を最小ならしめるように生産個数の配分を行なう必要があり，ここではつぎの場合の最適解を求める。

(1) 期間数を 4 とし，1 期間中の需要変動は無視する。

(2) 工場の正規生産の場合の生産能力  $M$  は年間全需要個数  $D$  の  $\xi$  倍大 ( $x=1$  の場合)， $\xi'$  倍大 ( $x=p$  の場合) とする。

(3) 需要変動は最後の期間に平均需要の  $\varepsilon$  倍増，最初の期間に  $\varepsilon$  倍減であるとする。

(4) 前期からの繰越在庫数  $I_o$  はないものとする。

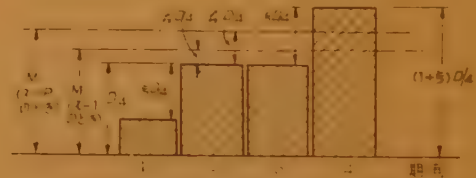


図4 需要変動  
Fig. 4-Demand variation.

以上を図解すれば図4のとおりである。すなわち

$$K=4, D_1=D(1-\varepsilon)/4, D_2=D_3=D/4,$$

$$D_4=D(1+\varepsilon)/4, I_o=0, M=(1+\eta+\eta'x)D$$

ただし

$$\eta = \{(p-\xi)/(p-1), \eta' = \{(p'-\xi)/(p-1)$$

以上の関係を式 (35)，(40)，(41) に代入し式 (40)，(41) の制限条件の下で式 (35) を最小にする  $X_a$ ， $Y_a$  を求めれば  $(G'+H'x)/(G+Hx)$  ならびに  $\xi/(\eta+\eta'x)$  の値の範囲によって解が異なり表1の結果を得る。

### 3.4 時期的需要変動がある場合の最適生産計画に対するコード設定の影響

#### 3.4.1 部品基本費，工数がコード数によって変わらない場合，すなわち $H=H'=0$ の場合

表1にて得られた最適生産計画に  $H=H'=0$  を代入すれば図5(a)のとおりで，需要のピークが正規生産の場合の生産能力を越えたと付加費  $C_a$  が現われ，コード数減少率が増加するほど  $C_a$  が減少する。すなわちコード数は減少させるほど有利であり  $G'/G$  が大きいほど効果が大きい。

表1  $C_e$  を最小ならしめる最適計画

	$(G'+H'x)/(G+Hx) < 7/4$				$7/4 < (G'+H'x)/(G+Hx) < 6/4$				$6/4 > (G'+H'x)/(G+Hx) > 5/4$				$5/4 > (G'+H'x)/(G+Hx)$	
	$\xi/(\eta+\eta'x) > 3$	$3 > \xi/(\eta+\eta'x) > 2$	$2 > \xi/(\eta+\eta'x) > 1$	$1 > \xi/(\eta+\eta'x)$	$\xi/(\eta+\eta'x) > 3$	$3 > \xi/(\eta+\eta'x) > 2$	$2 > \xi/(\eta+\eta'x) > 1$	$1 > \xi/(\eta+\eta'x)$	$\xi/(\eta+\eta'x) > 2$	$2 > \xi/(\eta+\eta'x) > 1$	$1 > \xi/(\eta+\eta'x)$	$\xi/(\eta+\eta'x) > 1$	$1 > \xi/(\eta+\eta'x)$	
$X_1'$	$1-3(\eta+\eta'x)$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	$1-\xi$	
$X_2'$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$ $-2(\eta+\eta'x)$	1	1	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$ $-2(\eta+\eta'x)$	1	1	1	1	1	1	1	
$X_3'$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$ $-(\eta+\eta'x)$	1	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$ $-(\eta+\eta'x)$	1	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$ $-(\eta+\eta'x)$	1	1	1	
$X_4'$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$	$1+\eta+\eta'x$	$1+\xi$	
$Y_4'$	0	0	0	0	$\xi-3(\eta+\eta'x)$	0	0	0	$\xi-2(\eta+\eta'x)$	0	0	$\xi-(\eta+\eta'x)$	0	
$C_e'$	$\{3/4\xi-3/2(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	$\{1/2\xi-3/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	$\{1/4\xi-1/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	0	$\{15/4(\eta+\eta'x)-\xi\} \cdot (G+Hx) + \{\xi-3(\eta+\eta'x)\} \cdot (G'+H'x)$	$\{1/2\xi-3/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	$\{1/4\xi-1/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	0	$\{9/4(\eta+\eta'x)-\xi\} \cdot (G+Hx) + \{\xi-2(\eta+\eta'x)\} \cdot (G'+H'x)$	$\{1/4\xi-1/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx)$	0	$\{1/4\xi-1/4(\eta+\eta'x)\} \cdot (G+Hx) + \{\xi-(\eta+\eta'x)\} \cdot (G'+H'x)$	0	

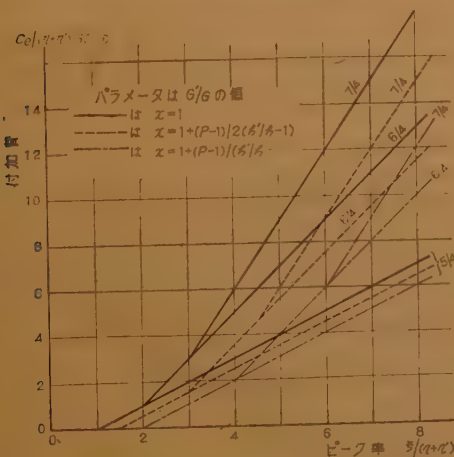
注: 1.  $X_1', X_2', X_3', X_4', Y_4', C_e'$  はそれぞれ  $X_1, X_2, X_3, X_4, Y_4, C_e$  を  $D/4$  にて除した値を示す。

2.  $Y_1, Y_2, Y_3$  はいずれも零である。

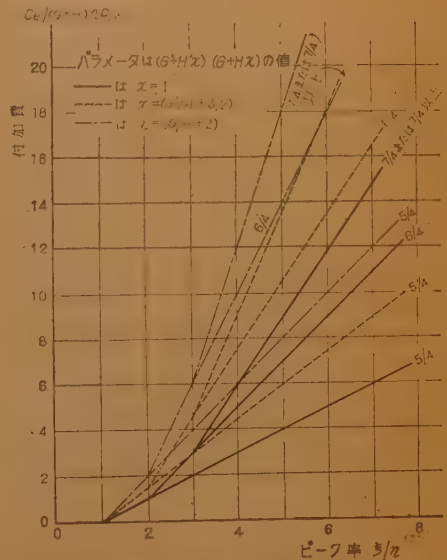
### 3.4.2 工場の生産能力がコード数によって変わらない場合

ない場合, すなわち  $\eta' = 0$  の場合

表1にて得られた最適生産計画に  $\eta' = 0$  を代入すれ



(a) 部品基本費, 工数がコードによって変わらない場合



(b) 生産能力がコード数によって変わらない場合

図5 最適計画における需要ピーク率と付加費との関係

Fig. 5—Relationships between the peak factor of demand and the additional costs in the optimum manufacturing plan.

ば図5(b)のとおりで, 需要のピークが正規生産の場合の生産能力を越えると付加費  $C_e$  が現われ, コード数減少率  $x$  が減少するほど  $C_e$  が減少する. すなわちコード数は減少したいほど有利であり,  $(G'+H'x)/$

$(G+Hx)$  が大であるほど効果は大である。

### 3.4.3 一般の場合

表1の付加費  $C_e$  を考察すれば, ピーク率  $\xi$  が小であるときはコード数減少率  $x$  は大であり,  $\xi$  が大にな



表 2 限 界 ピ ーク 率

$G_0'/G_0$ の値の範囲	$G_0'/G_0 > 1.75$			$1.75 > G_0'/G_0 > 1.5$			$1.5 > G_0'/G_0 > 1.25$		$1.25 > G_0'/G_0$
ピーク率範囲 $\xi/\eta$	$\cdot > 3$	$3 > \cdot > 2$	$2 > \cdot > 1$	$\cdot > 3$	$3 > \cdot > 2$	$2 > \cdot > 1$	$\cdot > 2$	$2 > \cdot > 1$	$\cdot > 1$
限界ピーク率 $\xi_0/\eta_0$	$2(1+\theta)$	$1.5(1+\theta)$	$(1+\theta)$	①	$1.5(1+\theta)$	$(1+\theta)$	②	$(1+\theta)$	③

①  $3[(G_0'/G_0 - 1.25)\theta + (H'/H - 1.25)]/(H'/H - 1)$     ②  $2[(G_0'/G_0 - 1.125)\theta + (H'/H - 1.125)]/(H'/H - 1)$   
③  $\{(G_0'/G_0 - 1)\theta/(H'/H - 1) + 1\}$

ると  $x$  は小である方が  $C_0$  が小になり有利である。  
 $x_0$ ：需要変動のない場合に全部品費を最小にするコード数減少率  
 $\eta_0 = \eta + \eta'x_0$ ,  $G_0 = G + Hx_0$ ,  $G_0' = G' + H'x_0$ ,  
 $\theta = \eta'G_0/\eta_0H$  (生産能力係数)

とおけば、コード数減少率  $x$  が  $x_0$  より大小いずれの方に変動させる方が有利かを求めると表 2 のようになる。すなわち表 2 にてピーク率  $\xi$  が限界ピーク率  $\xi_0$  より大 (小) であればコード数減少率  $x$  は  $x_0$  よりも小 (大) にした方が有利である。定量的には表 1 によって  $C_0$  が算出される。

3.5 計 算 例

前節の計算例に挙げた抵抗を生産するに時期的需要変動がある場合の付加費を算出する。前節と同じく  $2 \times 10^4$  種のコードの抵抗の年  $13 \times 10^6$  個の平等需要が図 4 に示すような時期的需要変動で与えられ、工場の年間生産能力が原コードのとき  $13.9 \times 10^6$  個、1 コードのとき  $15.2 \times 10^6$  個であるとき、コード数とピーク率と付加費との関係はつぎのとおりである。

$a = 3.45, a' = 2.84, b = 13.6, b' = 10.21,$   
 $D = 13 \times 10^6, u = 1.5, p = 2 \times 10^4, k = 0.15,$   
 $\zeta = 0.07, \zeta' = 0.17, \eta = 0.07, \eta' = 5 \times 10^4$   
式 (36), (37), (38), (39) より  
 $G = 1.28, H = 38 \times 10^{-4}, G' = 1.77,$   
 $H' = 52 \times 10^{-4}, (G' + H'x)/(G + Hx)$

を計算すれば  $x = 1 \sim 2 \times 10^4$  の範囲で 1.38 程度であるから表 1 の右から 2 番目の場合となり、ピーク率  $\xi$  とコード数減少率  $x$  と付加費  $C_0$  との関係は図 6 のとおりとなる。

4. 複合部品の場合

4.1 複合部品の場合の全部品費

これまでは単純部品の場合を取扱ってきたが、これから複数の構成部品から組立てられる複合部品の場合に拡張して考察する。各構成部品は需要種類数多く、各々コードを適当に設定して量産が可能であるとす。各構成部品ごとの部品費、組立時の部品費は、これまで単純部品の場合に論じたとおりであり、区別す

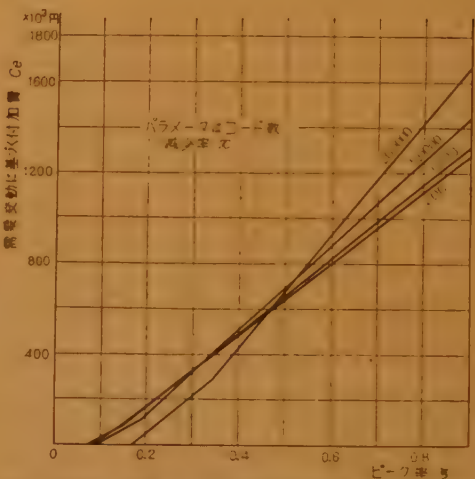


図 6 需要コード数 20,000 の抵抗を年間 13,000,000 個生産する時期的需要変動に基づくピーク率  $\xi$  と付加費  $C_0$  との関係

Fig. 6—Relationships between the peak factor  $\xi$  due to periodic demand variation and the additional costs  $C_0$ , when a kind of resistors is manufactured for the annual demand 13,000,000, and the number of codes 20,000 in original demand.

るため構成部品の場合にはサフィックス  $q$  を、組立時の場合にはサフィックス  $a$  を付して現わすこととする。年間ロット数  $l$  は構成部品、組立時をとおして同一値でないと不経済であるからサフィックスをつけない。複合部品の全部品費の変動分  $C_{NT}$  は式 (9) にサフィックスをつけ、各構成部品と組立時の分を加え合わせたものであるから

$$C_{NT} = \sum_{q=q_1}^{q_r} C_{Nq} + C_{Na} \tag{42}$$

式 (42) を最小にする年間ロット数  $l$  は

$$l = \left[ \frac{\sum_{q=q_1}^{q_r} m_q \{ A_q (1 - \bar{n}_{qi} / n_{q0}) + \{ (a_q p_q - b_q) \bar{n}_{qi} - (b_q - a_q) n_q x_{qi} \} / (p_q - 1) - \{ (a_q p_q - b_q) \bar{n}_{qi}^2 - (b_q - a_q) \bar{n}_{qi}^2 x_{qi} \} / n_{q0} (p_q - 1) \} + m_a \{ A_a (1 - \bar{n}_{ai} / n_{a0}) + a_a (\bar{n}_{ai} - \bar{n}_{ai}^2 / n_{a0}) \} \right] \cdot k / 2 \left\{ \sum_{q=q_1}^{q_r} m_q S_q + m_a S_a \right\} \tag{43}$$

式 (43) を式 (42) に代入し,  $C_{NT}$  を最小にするコード数  $m_q, m_a$  を求め, ついで, これらを式 (43) に代入して年間ロット数  $l$  を求めれば最適生産計画が得られる.

#### 4.2 各構成部品ごとに各コードの需要量が等しく等間隔に新コードを設定する場合の近似解

式 (19), (20), (21) にサフィックス  $q$  をつければ

$$U_q(x_q) = S_q p_q / x_q \quad (44)$$

$$V_q(x_q) = S_q (p_q / x_q - N / n_{q0}) k / 2 + A_q p_q / x_q + (b_q - a_q) (x_q - 1) N / 2 (p_q - 1) \quad (45)$$

$$W_q(x_q) = \{A_q p_q / x_q + (a_q p_q - b_q) N / (p_q - 1) + (p_q + x_q) (b_q - a_q) N / 2 (p_q - 1)\} \cdot (1 - x_q N / p_q n_{q0}) k / 2 \quad (46)$$

各構成部品ごとの最適年間ロット数を  $l_{q0}$ , 最適コード数減少率を  $x_{q0}$  とすれば式 (25) より

$$l_{q0} = \sqrt{W_q(x_{q0}) / U_q(x_{q0})} \quad (47)$$

複合部品としての各構成部品の最適コード数減少率  $x_{0q}$  は  $x_{q0}$  とは異なるが  $x_q$  が  $x_{q0}$  の前後変動しても各構成部品ごとの最適年間ロット数はあまり変化しないと仮定すれば, 複合部品の全部品費の変動分  $C_{NT}$  を最小にする年間ロット数  $l_0$  は式 (17), (42), (44), (47) より

$$l_0 = \sqrt{\left\{ \sum_{q=q_1}^{q_r} l_{q0}^2 S_q p_q / x_{q0} \right\} / \left\{ \sum_{q=q_1}^{q_r} S_q p_q / x_{q0} \right\}} \quad (48)$$

式 (22), (23), (24) にサフィックス  $q, a$  を付し, 式 (18), (42) に代入すれば, 年間ロット数が式 (48) のときは

$$C_{NT} = \sum_{q=q_1}^{q_r} (X_q x_q + Y_q + Z_q / x_q) + X_a x_a + Y_a + Z_a / x_a \quad (49)$$

$$X_q = \{ [1 + (1 - N / n_{q0}) k / 2 l_0] \cdot (b_q - a_q) / (p_q - 1) - (p_q a_q - b_q) k N / (p_q - 1) p_q l_0 n_{q0} ] N / 2 \} \quad (50)$$

$$Y_q = \{ [ (p_q / 2 - l_0 / k) a_q + (p_q / 2 - 1 - l_0 / k) b_q ] (p_q - 1) - (S_q l_0 + A_q) n_{q0} \} k N / 2 l_0 \quad (51)$$

$$Z_q = (A_q + S_q l_0) (1 + k / 2 l_0) p_q \quad (52)$$

$$X_a = -a_a k N^2 / 2 p_a l_0 n_{a0} \quad (53)$$

$$Y_a = \{ (p_a / 2 - l_0 / k) a_a - (S_a l_0 + A_a) / n_{a0} \} k N / 2 l_0 \quad (54)$$

$$Z_a = (A_a + S_a l_0) (1 + k / 2 l_0) p_a \quad (55)$$

式 (49) の前半項を最小にするコード数減少率  $x_{0q}$  は

$$X_{0q} = \sqrt{Z_q / X_q} \quad (56)$$

式 (49) の後半は  $x_a$  を大にするほど有利であるが実際問題として  $x_{0q}$  の値とも関連し上限がある.  $x_a$  の上限を  $x_{0a}$  とすれば  $C_{NT}$  の最小値は式 (56) を式 (49) に代入して

$$C_{NT} = \sum_{q=q_1}^{q_r} (Y_q + 2 \sqrt{X_q Z_q}) + X_a x_{0a} + Y_a + Z_a / x_{0a} \quad (57)$$

## 5. 結 言

量産部品の製造原価を最小にするコード設定と年間ロット数を一挙に求める解を述べ, 時期的需要変動はなはだしい場合にはコード数をどのように修正する方が有利であるかを述べ, 実際の簡単な部品に適用してほぼ常識的な結果を得た. また複合部品の場合にも拡張してコード設定と年間ロット数を一挙に求める解を得た.

おわりに終始御べんたつ, 御教示を賜わる当所早坂次長に深く謝意を表する次第である.

### 文 献

- (1) H.N. Wager "Economics of telephone relay applications", B.S.T.J. p 227. (Jan. 1954)
- (2) J.F. Magee "Linear programming", MIT Social OR Summer Course Note (1953).

(昭和 35 年 8 月 20 日受付, 36 年 1 月 12 日再受付)

UDC 621.382.233

## 三端子エサキダイオード\*

## ——エサキダイオードの特性制御法——

正員 林 敏也 正員 春 原 由 雄

(電気通信研究所)

**要約** エサキダイオードの制御方法に関する一方式を提案し、かつこれを従来の二端子エサキダイオードに第三の端子を設けた三端子エサキダイオードに適用した場合の実験結果とその考察を記したものである。すなわち、その制御方法はエサキダイオードの外部回路を二つして制御回路と被制御回路を構成し、前者に加えた信号によって被制御回路の電流並びに電圧を制御するものであり、またこの方法を適用する三端子エサキダイオードは棒状ゲルマニウム母体のほぼ中央部にトンネル効果を持つ PN 接合を設けてエミッタとし、さらに棒の両端部にオーム接触を作製してこれらをそれぞれコントローラとベースとなしたもので、これはエサキダイオードのモレクトロニクス化の考えに基づくものである。

この方式を用いると、しき断周波数を低下させることなくエサキダイオードの特性を極めて容易に、しかも能率的に制御することができ、電流比が千以上におよぶ二安定スイッチ回路を構成することができることを実験的に示した。

## 1. 序 言

江崎によって発明されたエサキダイオード<sup>(1)</sup>は高速度用のスイッチ素子として極めて優れた性質を備えているが、現在なおこれを二安定用のスイッチ素子として用いる場合 (1) その特性を満足に制御することができない (2) 電流比が他の負性抵抗素子にくらべてかなり低い等の未解決の分野がある。

筆者らは上記の問題を解決するためエサキダイオードの電流電圧特性を極めて容易にしかも能率的に制御する一方式を考案し、かつこれをモレクトロニクス的な考え方を用いて製作した三端子エサキダイオード<sup>(2)</sup>に適用して良好なスイッチ特性を得ることができたので、ここにその大要を説明する。まず三端子エサキダイオードの構造とその製法をのべ、続いて本制御方法をこれに適用した場合の動作とその静特性およびスイッチ特性について説明する。制御方法は電流特性制御法と電圧軸にそった特性の平行移動法の二者よりなるから便宜上これらを区別して説明する。

## 2. 構造および製法

図1は三端子エサキダイオードの構造を模形的に示したものであり、棒状N形ゲルマニウムの上

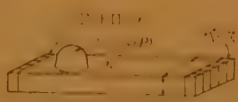


図1 三端子エサキダイオードの構造

Fig. 1—Construction of three terminals Esaki diode.

PN接合を設けてこれをエミッタとした棒の両端部にオーム接触を設けてこれらをそれぞれコントローラおよびベースとなしたものである。後の制御でエミッタベース間の抵抗を利用するため、エミッタはコントローラに接近して設ける必要がある。

つぎに三端子エサキダイオードの製法を簡単に説明する。エサキダイオードの製法については既にその詳細が説明されているので<sup>(3)</sup>、ここでは制御用の素子として特に重要な点のみを簡単にのべるに留める。

まずドナー用不純物としては砒素と磷がよく、これらはそれぞれ後に説明する電流制御用および平行移動法による特性制御用のエサキダイオードの製作に適している。これは消費電力がほとんど問題とならない電流制御用の素子においてはドナー不純物として電流の極大値と極小値との比が比較的大きくなる砒素が好適であり、また電力能率が第一義的に問題となる平行移動法による特性制御用素子においては電流密度が大となる磷が最も適していることによるものである。アクセラテリウム不純物としてはバリウム入りのインジウムを用いた。不純物の濃度はいずれも  $5 \times 10^{19}/(\text{cm}^3)$  程度がよくまた合金温度は  $550^\circ\text{C}$  としその操作は急熱急冷とする。二つの制御方法を併用して行なう二安定スイッチ用の素子に対しては所要電力やインピーダンスに主眼をおいて適当な不純物を選べばよい。

## 3. 動作機構

## 3.1 三端子エサキダイオードの電流制御機構

最初に電流制御の動作機構を説明する。

図2は三端子エサキダイオードの模形図と電流制御の場合の結線図を示したものであり、エミッタ、コント

\* Three Terminal Esaki-Diodes (Control Method of Esaki-Diodes). By TOSHIYA HAYASHI and YOSHIO SUNOHARA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3343]



ローラ間にバイアス電源  $V_c$  と入力を入挿入して制御回路となし、また、エミッタ、ベース間にバイアス電源  $V_b$  と負荷を挿入して被制御回路となしたものである。

電圧  $V_c$  の方向だけが (a) と (b) の場合で相違している。まず図 (a) の場合から説明する。いま、

エミッタ、コントローラ間の電流  $I_c$  が零であるとす。すなわち、制御回路が開いているものとしてエミッタ、ベース間に普通のエサキダイオードと同様なエサキ効果を持つ電流  $I_b$  が流れる。この特性を模式的に示したものが図 3 の曲線 (1) であり、これについては既によく説明されている<sup>(1)</sup>。つぎに

図 2 (a) のバイアス電圧  $V_c$  を図の方向に加えるとエミッタ、コントローラ間に電流  $I_c$  が流れ、これは電圧  $V_c$  の増大と共に増加する。一方エミッタ、ベース間の電流  $I_b$  は上の電流  $I_c$  分だけ減少することとなり電圧  $V_c$  の増大と共に電

流  $I_b$  は次第に減少する、このときの特性を模式的に示すと図 3 の曲線 (2) の通りとなり電流の極大値 (peak current) は  $I_{p1}$  から  $I_{p2}$  に、またその極小値 (valley current) は  $I_{v1}$  から  $I_{v2}$  にそれぞれ変化する。一方電流の極大値並びに極小値に相当する電圧  $V_p$  と  $V_v$  は共に変化せず一定値に留まる。さらにバイアス電圧  $V_c$  の値をますますエミッタの PN 接合に加わる順方向電圧が図 3 の電圧  $V_v$  以上となる\*。この状態が実現されるとエミッタ、ベース間に現われていた負性抵抗

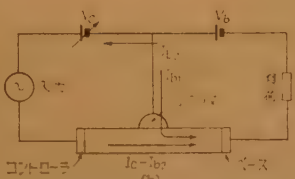
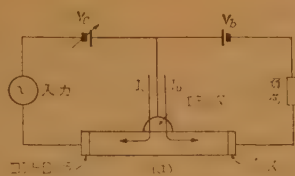


図 2 電流制御の場合の結線図  
Fig. 2—Connection diagram of three terminal Esaki diode.

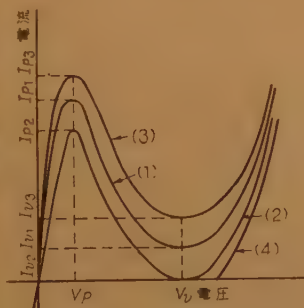


図 3 電流制御の場合の静特性原理図  
Fig. 3—Schematic static characteristics in the case of current control.

特性が急に消失し、図 3 の曲線 (4) で示した電流すなわち普通の PN 接合を順方向にバイアスしたときに流れる電流のみが現われるようになる。曲線 (2) の特性すなわち極小電流  $I_{v2}$  が零の場合には負荷電流の極大値と極小値との比は理論上無限大となり、これを二安定スイッチに応用した場合電流比をかなり高くすることができる。

つぎにエミッタ、コントローラ間のバイアス電圧  $V_c$  を図 2 (b) の方向に加えると情勢は上記の場合と逆になる。すなわち制御回路が開いていた場合のエミッタ、ベース間の電流  $I_b$  は図 2 (b) の状態ではエミッタ、ベース間に流れる電流  $I_{b1}$  とエミッタ、コントローラ間に流れる電流  $I_{b2}$  に二分され、また電圧  $V_c$  によって制御側に生ずる電流  $I_c$  の大半はベースへ向かい負荷を通して再び制御側へもどる。その結果負荷を通る電流は電流  $I_c$  分だけ増加する。この特性を示したものが図 3 の曲線 (3) であり、電流の極大値は  $I_{p1}$  から  $I_{p2}$  へまた、その極大値は  $I_{v1}$  から  $I_{v2}$  へ変化する。電圧  $V_p$  と  $V_v$  の位置は前者と同様に変化しない。

ただこのときの負荷電流の極大値と極小値の比は次第に悪くなる。なお図 2 (a) および (b) のいずれの場合においても被制御回路の抵抗が大なる場合には図 3 に示した特性の原点はほとんど変動しない。

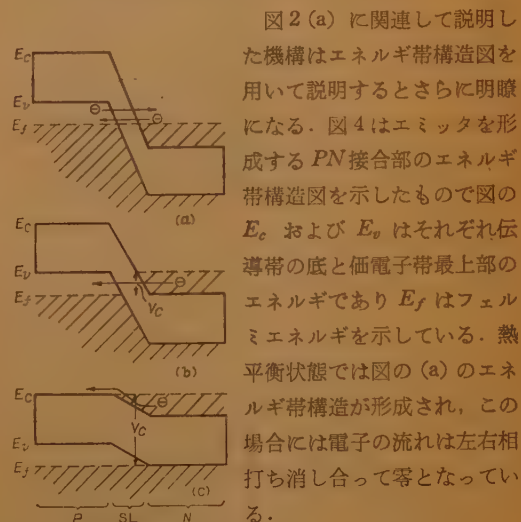


図 4 電流制御機構を説明するためのエネルギー帯構造図  
Fig. 4—Energy level diagram showing principle of current control.

このときの特性はもちろん図 3 の曲線 (1) のようになる。つぎの図 (b) はバイアス電圧  $V_c$  が図 2 (a) の方向に加わっている状態を示したも

\* 抵抗の高い場合には特性曲線上電圧  $V_p$  から  $V_v$  への移行が瞬間的に行なわれるからこの場合には電圧  $V_p$  でよい。

のでこのときに流れる電流は図 2 (a) の  $I_c$  となっている。またエミッタの PN 接合に加わる電圧は図 4 (b) の状態を基点としてこれに重ね合されることになりしたがってその特性は図 3 の曲線 (2) であたえられるようなものとなる。電圧  $V_c$  がさらに増すと状態は図 4 (c) のように変化し、N 領域の伝導帯の電子は P 領域の伝導帯へ移ることが可能になる。こうなるともはやエミッタ、ベース間に負性抵抗特性は現われなくなり図 3 の曲線 (4) で示したような特性になる。

### 3.2 平行移動法による三端子エサキダイオードの特性制御機構

つぎにエサキダイオードの電流電圧特性を電圧軸にそって平行移動することにより、その特性を制御する一方式の動作機構を説明する。

図 5 (a) は平行移動法によって三端子エサキダイオードを制御する場合の結線図を示したもので同じくコントローラ、ベース間にバイアス電源  $V_c$  と入力を入挿して制御回路となし、またエミッタ、ベース間にバイアス電源  $V_b$  と負荷を挿入して被制御回路となしたものである。今コントローラ、ベース間の電流  $I_c$  が零す

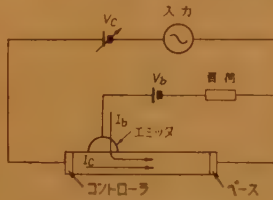


図 5 (a) 結線図

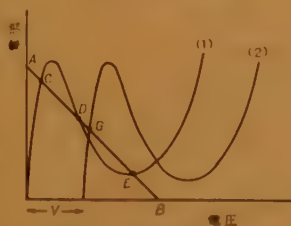


図 5 (b) 静特性原理図

図 5 平行移動法による三端子エサキダイオードの特性制御の場合の結線図とその動作原理図

Fig. 5—Connection diagram of three terminal Esaki-Diode and its schematical static characteristics in the case of voltage control method.

なわち制御回路が開かれているものとする。エミッタベース間を流れる電流  $I_b$  は普通のエサキダイオードと同様の特性を示し、図 5 (b) の曲線 (1) のようになる。図示した直線 AB は負荷線を示したものであり、これは曲線 (1) と C、D および E 点で交

わるがこの中 C および E 点の二つが安定である。つぎに図 5 (a) のバイアス電圧  $V_c$  を増大するとコントローラ、ベース間に図示した方向の線形電流  $I_c$  が流れる。それ故エミッタ、ベース間に余分の電圧降下  $V$  が現われこれは被制御回路の電圧  $V_b$  に抗することとなる。その結果エミッタ、ベース間の電流  $I_b$  を一定

に保持するためには電源電圧  $V_b$  の値を上記の電圧降下分だけ増加する必要がある。換言すれば電圧電流特性が座標軸にそって、それだけ平行移動したことになる。その特性は図 5 (b) の曲線 (2) の通りとなる。したがって前記負荷線との交差点も移動して図の G 点のみになる。すなわちただ一個の安定点が存在するようになる訳である。

このようにして特性を座標軸にそって平行移動し、負荷線との交差点を変えれば実質上特性の制御が可能になる。この方法は後にのべるように二安定スイッチ動作におけるトリガ作用に応用できるものである。図 5 (a) に示した模形図のエミッタ、ベース間の抵抗を  $R$  とすると平行移動分  $V$  は

$$V = I_c R = I_c \rho l / L_1, L_2 \quad (1)$$

であたえられる\*。ここに  $\rho$  は母体ゲルマニウムの固有抵抗であり  $L_1, L_2$  および  $l$  はそれぞれ図 1 に示したように各部の寸法を示したものである。上述の平行移動分  $V$  は抵抗  $R$  の大なるほど大きくなる\*\*。また特性の制御に用いられる消費電力  $P$  は

$$P = I_c^2 R \quad (2)$$

であたえられる\* この値はできるだけ小なることが望ましい。

なお以上でのべた制御は普通のエサキダイオードに上記の抵抗  $R$  に相当する外部抵抗を接続して行なっても同様であるが部品の小形化という見地からこれをマイクロモジュール的な考えに基づく三端子エサキダイオードで実現したわけである。なおこの方法に用いた図 1 の構造および図 5 (a) の結線は母体ゲルマニウムの不純物量が多い点を除いては従来のダブルベースダイオードに類似しており、本素子をダブルベースダイオードと同様な方法で用いた場合の特性についても目下検討中である。

## 4. 静 特 性

この節では三端子エサキダイオードの静特性に関する実測結果を説明する。

### 4.1 三端子エサキダイオードの電流制御特性

図 6 (a) は電流制御用に用いた三端子エサキダイオード TDV-85 の電流電圧特性を示したもので、これは図 2 (a) の制御回路が開いているときの特性である。負荷電流の極大値と極小値の比はほぼ 4.5 となっ

\* 低周波時の値が示してある。

\*\* 後述するように抵抗  $R$  の増大はしゃ断周波数  $f_c$  を低下させる。

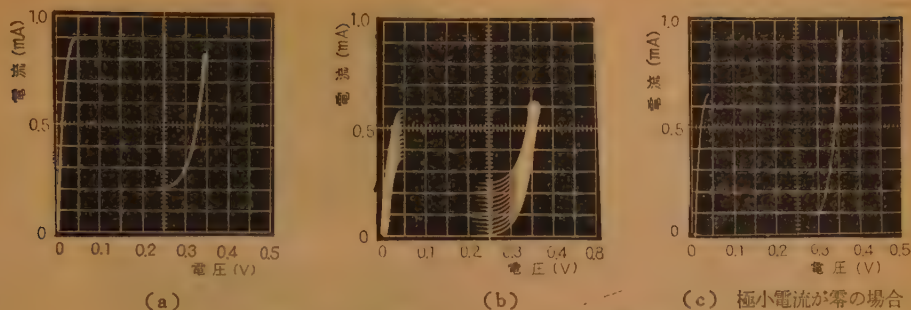


図 6 試作品 TDV-85 の静特性と電流制御特性

Fig. 6—Current voltage characteristic of specimen TDV-85 and its current control characteristics.

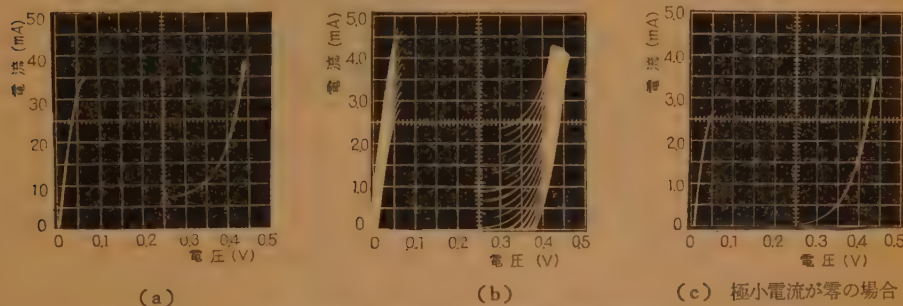


図 7 試作品 TDV-87 の静特性と電流制御特性

Fig. 7—Current voltage characteristics of specimen TDV-87 and its current control characteristics.

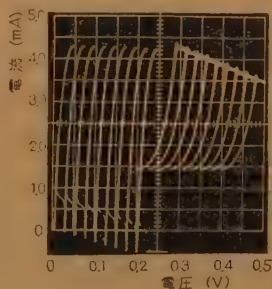
ている。

つぎの図 6 (b) は同じく TDV-85 の電流制御特性を示したもので図のパラメータはエミッタ、コントローラ間の電流  $I_c$  でありその 1 ステップは 0.04 (mA) となっている。この図から電流の制御特性はかなり良好で、その能率はほとんど 1 であることがわかり、また電圧能率もほぼ 1 と考えられるから電力能率も 1 となる。

つぎの図 6 (c) は同じく TDV-85 の極小電流  $I_0$  が零のときの特性を示したもので、実質上負荷電流の極大値と極小値との比が無限大となっている。なおこの場合の電流  $I_c$  は 0.2 (mA) である。つぎの図 7 (a), (b) および (c) は同じく三端子エサキダイオード TDV-87 の諸特性を示したもので図 7 (a) はエミッタ、コントローラ間の電流  $I_c$  が零の場合を示し、また図 7 (b) は電流制御特性でパラメータの電流  $I_c$  の値は 1 ステップあたり 2 (mA) である。さらに図 7 (c) は極小電流  $I_0$  が零の状態を示したものである。

#### 4.2 平行移動法による三端子エサキダイオードの制御特性

図 8 は平行移動法による三端子エサキダイオード TDV-90 の制御特性を示したもので、電流電圧特性が

図 8 TDV-90 の制御特性  
Fig. 8—Voltage control characteristics of specimen TDV-90.

5 (a) の電流  $I_c$  が、コントローラからエミッタ側へ流れたための結果である。以上はいずれも温度 25 (°C) の測定結果である。

#### 5. 二安定スイッチ特性

つぎに上記の制御方法を応用した二安定スイッチ特性を説明する。

既にのべたように前述の電流制御法を利用すると三端子エサキダイオードの被制御回路における電流の極大値と極小値との比をほとんど無限大にすることができる。したがって三端子エサキダイオードの被制御回路をあらかじめこの状態に選り、さらに、これに第二



の方法すなわち平行移動法による制御を重ねてほどこせば, 良好な二安定スイッチ動作を実現することができる。

図9はこの場合の二安定スイッチ回路の一例を示したもので中

央が三端子ト  
サキダイオードであり, 左

側が電流制御

回路また右側

の回路が負荷

回路を形成し

ている。あらかじめ左側の電流制御回路を動作させることにより負荷回路の電流比を無限大に選び, これにトリガパルスを加えて二安定スイッチ動作を行なう。コントローラ, ベース間に加えるトリガパルスは前述の平行移動法による特性制御を行なうわけで, これは3.2でのべた動作機構によって特性曲線と負荷曲線との交叉点を変化できるから, 正負のパルス電圧によってセットとリセットの二状態を形成することができる。

表1 三端子エサキダイオードの二安定スイッチ特性

	オン電流	オフ電流	電 流 比	トリカ電圧
例 1	5.5(mA)	3 ( $\mu$ A)	1833.0	0.025(V)
例 2	6.5(mA)	1.1(mA)	5.9	0.025(V)

表1はスイッチ特性の2例を示したもので, 例1はスイッチ動作における電流比が1500以上になっておりこれは図9の回路を用いて行なったものである。また例2は上記の電流制御法を用いないで行なったスイッチ特性でこの場合の電流比は約6にすぎない。

つぎの図10(a)および(b)はそれぞれスイッチ動作におけるトリガパルスの入力波形と出力側の電流波形を示したものである。

## 6. 結 言

以上数節にわたって三端子エサキダイオードおよびその特性制御法, さらにその応用に関する研究の概要について説明した。

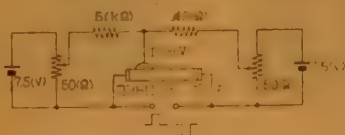
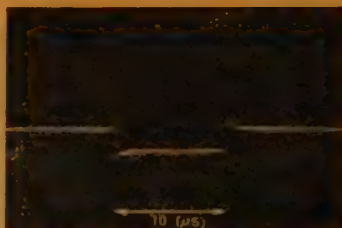


図9 三端子エサキダイオードの二安定スイッチ回路

Fig. 9—Bistable switching circuit used three terminal Esaki diode.



(a) トリガパルスの入力波形



(b) トリガパルスによる出力電流波形

図10 トリガパルスの入出力波形  
Fig. 10—Input trigger pulse and out put current pulse.

この方式によれば従来比較的困難とされていたエサキダイオードの特性制御を極めて容易にしかも能率的に行なうことができ電流比が千以上におよぶ二安定スイッチ回路をも形成することができる。さらに電流制御の方法は比較的バラツキの多いエサキダイオードの特性を揃える

上にも有効な方法である。

以上エサキダイオードの制御方法に関する一方式とこれに応用した三端子エサキダイオードについて説明した。この三端子エサキダイオードは二安定スイッチ素子として用いるエサキダイオードのモレクトロニクス化の一形式として将来この方面の機器の小形化に役立つものと思われる。

終りに終始御熱心な御指導と御助言を賜った当所の新美半導体研究室長を始め単結晶製作に御尽力いただいた当所の古川氏および実験を手伝っていただいた理科大学実習生本橋亮一君に深謝する。また本研究を推進して下さい。御熱心な御討論をいただいた当所の喜安次長および電子応用研究室の各位に厚く御礼申し上げます。

## 文 献

- (1) L. Eaki: "New phenomenon in narrow germanium P-N junction", Phys. Rev. **109**, p 603, (1958).
- (2) 新美, 林, 春原: 特許出願中。
- (3) 岩田: "エサキダイオードの特性構造", 製造技術第2回電子科学講座テキスト p 27.

(昭和 35 年 9 月 29 日受付, 36 年 1 月 24 日再受付)

UDC 621.383.323 : 621.3.011.22

## 負性抵抗素子としての電界効果トランジスタ\*

正員 新美達也 正員 林 敏也 正員 春原由雄

(電気通信研究所)

**要約** 本論文は負性抵抗素子としての電界効果トランジスタの一形式についてその構造と動作原理, 設計法, 製法および試作品の基礎的特性と特長および用途等についてのべたものである。

すなわちその構造はリングベースを有する合金形トランジスタのベース領域を極めて薄くしたものと同様であることを示し続いてそのゲート回路に現われる負性抵抗特性の発生機構を G.C. Dacey の理論にしたがって説明した後さらにこれを等価回路を用いて説明した。またこの負性抵抗素子に対してその幾何学的形状と電気的特性との間の解析を行なっておもなる設計式を導いた。さらに具体的な製法を説明し試作品の静特性とその考察をのべた後本素子が二安定用のスイッチ素子として特に有望であることを説明した。

## 1. 序 言

電界効果トランジスタのゲート回路に負性抵抗特性の現われることは 1953 年に G.C. Dacey によって発見されている<sup>(1)</sup>。しかし当時においてはこの現象は単極形トランジスタに対してはむしろ不都合なものと考えられており、また当時試作された電界効果トランジスタの構造上その負性抵抗特性も良好なものではなかった\*\*。

その後この現象を積極的に利用して負性抵抗素子を構成した研究にネシスタ<sup>(2)</sup> および  $P\bar{N}P$  トランジスタ<sup>(3)</sup> がある\*\*\*。

筆者らも G.C. Dacey の原理に基づいた能率のよい負性抵抗素子を製作し、これを吟味したのでここにその大要を報告する。

最初にその構造をのべ続いて動作原理を G.C. Dacey の理論にしたがって説明し、さらにこれを等価回路的に説明する。つぎに製法について詳述した後、試作品の特性を考察し特長、用途およびその将来性について吟味する。

## 2. 構 造

図 1 は負性抵抗素子としての電界効果トランジスタの一形式を模形的に示したものであり、その構造はリングベースを有する合金形トランジスタの場合に類似している。今母体材料として  $N$  形のゲルマニウムまたはシリコン等の半導体を用いるものとするとこの薄

片の中央部両面に  $P$  形を形成する不純物たとえばイン

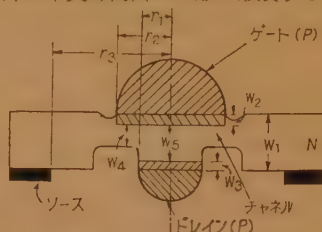


図 1 構造模形図  
Fig. 1—Schematic diagram.

ジウム球を合金して  $PN$  接合を設けこの両者をそれぞれドレインおよびゲートとする。ただしこの場合ゲートとなる  $PN$  接合の半径はドレインのそれよりも大なることが必要である。またドレインは必ずしも母体ゲルマニウムまたはシリコンに対して  $PN$  接合を形成する必要はなくオーム接触を形成するものであってもよい。つぎに図示したように母体ゲルマニウムまたはシリコンに対してオーム性を有するようにリング状のソースをドレインを取り囲んで設置するとその大要が構成されるわけであるが、この場合ドレイン、ゲート間の母体半導体の厚さはチャンネル部分の厚さ(合金形トランジスタの場合のベース領域の厚さ)にくらべて大なることが絶対的に必要である。すなわち、図 1 において  $W_0 > W_c$  なる関係の満足される必要がある。この構造は電解エッチングまたは機械的な研磨をほどこすことによって作製することができる。

以上のべたドレインおよびゲート部の接合は必ずしも合金法によって作製する必要はなく拡散法、蒸着合金法等によっても、もちろんこれを製作することができ、また母体材料として  $P$  形のゲルマニウムまたはシリコン等の半導体を用いてもよい。

## 3. 動作原理

この節では前節で説明した電界効果トランジスタの動作原理を説明する。

\* The Field Effect Transistor as a Negative Resistance Device. By TATSUYA NIIMI, TOSHIYA HAYASHI and YOSHIO SUNOHARA, Members. (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3341]

\*\* 筆者の一人も先に電界効果トランジスタの一形式について発表し<sup>(4)</sup>そのゲート回路に微少な負性抵抗特性の現われることを認めている。

\*\*\* 文献(3)では負性抵抗の発生機構に電界効果よりも電導度変調の作用が強調されている。

図2は母体材料として  $N$  形のゲルマニウムを用い

た本トランジスタの結線図を示したものであり、ソース、ドレイン間およびドレイン、ゲート間にそれぞれバイアス電源  $V_d$  および  $V_g$  を図の向きに挿入する。今

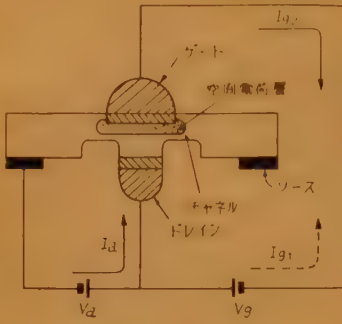


図2 結線図  
Fig. 2—Connection diagram.

ゲート電圧  $V_g$  を零に保ったまま、ドレイン電圧  $V_d$  を増大させるとドレインおよびゲート部の接合はいずれも順方向にバイアスされる結果図示した方向にドレイン電流  $I_d$  およびゲート電流  $I_{g1}$  が流れる。しかしゲート電圧  $V_g$  の値を零から次第に増すとゲート部の接合バイアス電圧は順方向から逆方向に変化する。こうなるとドレインから母体半導体に注入されていた正孔の大部分はその構造上ゲートに向かうこととなり、ゲート電流  $I_{g2}$  を形成する。そのためゲート電流の方向は逆転し、ゲート電圧  $V_g$  の増大と共にしばらくの間はゲート電流  $I_{g2}$  の値も増加する。しかしゲート電圧  $V_g$  をさらに増大させると図示のごとくゲート部分の空間電荷層がドレイン側へ向かってのび、その結果チャネルの抵抗が増大する。それ故ドレイン電流  $I_d$  の値が減少し、それにともなってゲート電流の値も減少する。これはドレイン電流を構成する電子電流の減少によってチャネル部の電子濃度がへり、この部分の中性条件の成立からドレインから注入される正孔濃度の減少を招くための結果である。

さらにゲート電圧  $V_g$  を増すと空間電荷層はチャネルの全域をおおうようになる。すなわちピンチオフ状態が形成されるわけである。こうなるとドレイン電流  $I_d$  の値はほとんど零となりその結果ゲート電流  $I_{g2}$  も零に近づく。

この後さらにゲート電圧  $V_g$  を増大してもドレイン電流  $I_d$  およびゲート電流  $I_{g2}$  の値には変化がなくほとんど一定値に留まる。以上のようにしてゲート回路に電圧制御形の負性抵抗特性が現われる。

上の説明では負性抵抗の発生機構に中性の条件を導入したがこれを等価回路的に説明するとつぎのようになる。すなわち図2に示したドレイン回路の抵抗を便

宜上三分して考えこれをソース抵抗  $R_s$ 、チャネル抵抗  $R_{ch}$  およびドレイン抵抗  $R_d$  とする。この中ソース抵抗  $R_s$  はソース部の接触抵抗とチャネル部の抵抗の中ゲート電圧  $V_g$  には無関係の部分の抵抗 (図1の半径  $r_2$  から  $r_3$  までの円環状半導体部の抵抗) の和と考えまたチャネル抵抗  $R_{ch}$  は図1の半径  $r_1$  から  $r_2$  までの円環体の抵抗であるものとする。

このチャネル抵抗  $R_{ch}$  はゲート電圧  $V_g$  によって最も大きく変化する。つぎにドレイン抵抗  $R_d$  はドレイン部の接触抵抗とその直下の半導体母体の抵抗の和と考えるものとする。以上のように考えるとドレイン回路はソース抵抗  $R_s$ 、チャネル抵抗  $R_{ch}$  およびドレイン抵抗  $R_d$  の直列等価回路でおきかえることができ、図3に示す通りとなる。



図3 ドレイン回路の等価回路  
Fig. 3—Equivalent circuit of drain-source terminals.

これを用いて負性抵抗の発生機構を説明するとつぎの通りとなる。いまドレイン電圧  $V_d$  を一定に保持したままゲート電圧  $V_g$  を次第に増大させるとそれに伴って図3のチャネル抵抗  $R_{ch}$  の値が増大する。その結果チャネル抵抗  $R_{ch}$  にかかるドレイン電圧  $V_d$  の値は次第に増すがドレイン抵抗  $R_d$  部分にかかる電圧すなわちドレイン部のPN接合に加わる順方向バイアス電圧の値はそれに伴って減少し、ピンチオフ状態すなわち抵抗  $R_{ch}$  の値が理論上無限大になると上記の順方向バイアス電圧はほとんど零になる。すなわちゲート電圧  $V_g$  の増大によってドレイン部の順方向バイアス電圧の値が減少しその結果ドレインから注入される正孔の量が減る。したがってゲート電流が減少し、負性抵抗特性が現われることになる。

以上でのべたように電界効果トランジスタの負性抵抗発生機構には少数キャリアが重要な役割を果たしており、したがってこのトランジスタは最早単極形トランジスタ\* と称することはできなく、周波数特性上でも、普通のトランジスタと同様な議論があてはまる。

#### 4. 設 計 法

この節では図1で示した構造の負性抵抗素子としての電界効果トランジスタに関する設計法について説明する。各部の寸法は図1の通りであるものとしかつドレインおよびゲートは  $N$  形の半導体母体に対して共

\* Unipolar transistor.



に PN 接合を形成しているものとする。

#### 4.1 設計理論

今ゲートおよびドレイン部の PN 接合に加わる電圧をそれぞれ  $\phi_g$  および  $\phi_d$  とするとこのトランジスタの電圧電流特性は次式であらわされる。

$$I_g = \frac{\alpha_d I_{d0}}{1 - \alpha_d \alpha_g} (e^{q\phi_d/kT} - 1) - \frac{I_{g0}}{1 - \alpha_d \alpha_g} (e^{q\phi_g/kT} - 1) \quad (1)$$

ただし、 $\phi_g$  および  $\phi_d$  は次式であたえられるものである。

$$\phi_g = V_g + \phi_d \quad (2)$$

$$\phi_d = V_d - r \left\{ \frac{I_{d0}}{1 - \alpha_d \alpha_g} (e^{q\phi_d/kT} - 1) - \frac{\alpha_g I_{g0}}{1 - \alpha_d \alpha_g} (e^{q\phi_g/kT} - 1) \right\} \quad (3)$$

$$r = R_d + (1 - \alpha_d)(R_s + R_{ch}) \quad (4)$$

$$R_d = \frac{\rho W_s}{\pi r_1^2} \left( 1 - \frac{1}{W_s} \sqrt{\frac{2K\epsilon_0\phi_g}{qN}} \right) \quad (5)$$

$$R_s = \frac{\rho}{2\pi W_1} \ln \left( \frac{r_3}{r_2} \right) \quad (6)$$

$$R_{ch} = \frac{\rho}{2\pi W_4} \ln \left( \frac{r_2}{r_1} \right) \cdot \left( 1 - \frac{1}{W_4} \sqrt{\frac{2K\epsilon_0\phi_g}{qN}} \right)^{-1} \quad (7)$$

ここに

$\alpha_d$ : 合金形トランジスタと同様な意味で定義された

ドレイン側からみた電流増幅率

$\alpha_g$ : 同じくゲート側からみた電流増幅率

$I_{d0}$ : ドレイン部における PN 接合の飽和電流

$I_{g0}$ : ゲート部の飽和電流

$q$ : 電子の電荷

$k$ : Boltzmann 定数

$K$ : 母体半導体の誘電率

$\epsilon_0$ : 比誘電率

$\rho$ : 母体半導体の比抵抗

$N$ : 母体半導体の不純物密度

である。式 (1) から (7) を用いて電界効果トランジスタの負性抵抗特性を計算することができる。なお上記の飽和電流  $I_{d0}$  および  $I_{g0}$  は次式で計算される<sup>(7)</sup>。

$$I_{g0} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\rho}{\rho_i^2} \cdot \frac{b}{(1+b)^2} \pi W_1 \cdot \left\{ 1 + \frac{2r_2}{\lambda_p} + \frac{1}{2} \cdot \frac{(r_2^2 - r_1^2)}{\lambda_p^2} \right\} \quad (8)$$

$$\lambda_p = \sqrt{\frac{D_p W_1}{2s}} \quad (9)$$

$$I_{d0} = \frac{I_{g0}}{1 + \frac{W_1 W_s}{r_1^2} \left\{ 1 + \frac{2r_2}{\lambda_p} + \frac{1}{2} \left( \frac{r_2}{\lambda_p} \right)^2 \right\}} \quad (10)$$

ただし

$b$ : 電子と正孔の移動度比

$D_p$ : 正孔の拡散定数

$s$ : 表面再結合速度

$\rho_i$ : 真性ゲルマニウムの比抵抗

である。また電流増幅率  $\alpha_d$  および  $\alpha_g$  はそれぞれ次式で計算される<sup>(8)</sup>。

$$\alpha_d = \left( 1 - \frac{sA_s W_4}{Ad D_p} \right) \left( 1 + \frac{\rho_p W_4}{\rho W_s} \right) \quad (11)$$

$$\alpha_g = \alpha_d \frac{I_{d0}}{I_{g0}} \quad (12)$$

ただし

$Ad: \pi \cdot r_1^2$

$A_s: 2\pi r_1 W_4$

$\rho_p$ : ドレイン部における p 形再結晶層の比抵抗である。

#### 4.2 設計例

本節では前節でのべた設計式とつぎの各寸法および定数値を用い各ゲート回路の電圧電流特性に関する計算結果を示す。今各部の寸法および定数値を

母体ゲルマニウムの比抵抗:  $10(\Omega \text{ cm})$

電流増幅率  $\alpha_d$ : 0.9

電流増幅率  $\alpha_g$ : 0.7

飽和電流  $I_{d0}$ :  $5(\mu \text{ A})$

飽和電流  $I_{g0}$ :  $6.5(\mu \text{ A})$

厚さ  $W_1$ :  $0.1(\text{mm})$

厚さ  $W_4$ :  $0.007(\text{mm})$

厚さ  $W_5$ :  $0.04(\text{mm})$

半径  $r_1$ :  $0.1(\text{mm})$

半径  $r_2$ :  $0.15(\text{mm})$

半径  $r_3$ :  $0.4(\text{mm})$

温度  $T$ :  $25(^\circ \text{C})$

と定め、式 (1) から (7) を計算してゲート回路の電圧電流特性を図示するとつぎの図 4 の通りとなる。図中の数字はパラメータとして選んだドレイン電圧の値である。

#### 4.3 設計指針

4.1 および 4.2 で説明した結果と製作上の点を考慮に入れて上記負性抵抗素子の設計上の指針について説明する。

(1) ゲート電圧  $V_g$  の動作範囲はチャネル部分の

厚さ  $W_1$  と母体半導体の不純物密度の調節によって定める。

(2) しかし母体半導体の不純物密度したがって比抵抗  $\rho$  の値には実質上最適値が存在するので材料の選定に

はつぎの2点を考慮して数 ( $\Omega \text{ cm}$ ) のものを用いる。すなわち電気的な特性と、機械的な強度および製作上の難易性を考慮する。この中電気的な特性を向上させる上からは低比抵抗の材料がよく、また後者の場合にはこの逆の材料が好都合である<sup>(9)</sup>。

(3) ゲート電流の最大値はドレイン部の半径  $r_1$  と厚さ  $W_2$  の調節によって定めるがこの電流値はドレイン電圧  $V_d$  の大きさによって変化するのでこの調節はそれほど重要ではない。

(4) 電流増幅率  $\alpha_d$  および  $\alpha_g$  は共に大きくなることが望ましく、したがって表面再結合速度  $s$  はできるだけ小なることが必要である。

(5) ドレインおよびゲート部の半径  $r_1$  および  $r_2$  は適当に小なることが必要であり、厚さ  $W_2$  も周波数特性向上の上からは小なることが望ましい。

## 5. 製 法<sup>(10)</sup>

つぎに、おもなる製造過程とその詳細について説明する。

### 5.1 材料の選定

既にのべたように母体半導体としては常温における比抵抗  $5 \sim 10 (\Omega \text{ cm})$  程度の  $N$  形ゲルマニウムがよく、また不純物としては高純度のインジウムがよい。

### 5.2 合金操作

合金操作は普通の合金形トランジスタの場合とほとんど同様であるが特に注意すべき点は大なる機械的強度を保持するため、ゲルマニウム片の厚さ  $W_1$  を比較的大にすると共に合金温度を高めて、再結晶層の厚さ  $W_2$  および  $W_3$  を大きくすることである。具体的にはゲルマニウム片の厚さ  $W_1$  は  $0.08 \sim 0.1 (\text{mm})$  程度とし、また合金温度は  $600 (^\circ\text{C})$  ほどにすればよい。

### 5.3 チャネル部の製作

つぎにチャネル部分の製法を説明する。これには機械的研磨法と電解研磨法の2者が考えられるが以下に

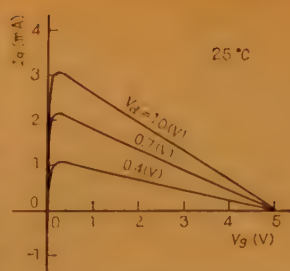


図4 ゲート回路の電圧電流特性  
Fig. 4—Current voltage characteristics of gate circuit (Calculated results).

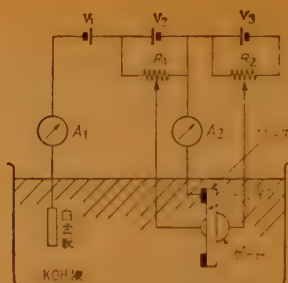


図5 チャネルの製作に用いる電解研磨装置  
Fig. 5—Equipment of electrolytic etching for channel formation.

は筆者等が実際に用いた電解研磨法について説明する。

図5はこのトランジスタのチャネル部の製作に用いる電解研磨装置の模形図を示したもので適当なガラス容器に濃度10 (%) の苛性カリの水溶液を充たしこれに白金板を入れて陰極とし、また前記の方法にしたがって製作

したトランジスタの原形を図のように液中に浸してこれを陽極としたものである。なお図に示した電源  $V_1$  および  $V_2$  の電圧は共に  $1.5 (\text{V})$  とし、また  $V_3$  は  $10.5 (\text{V})$  とした。さらに図の  $A_1$  および  $A_2$  はそれぞれ電解電流とドレイン電流を測定するための電流計である。以下この電解研磨法について具体的に説明する。まず電源電圧  $V_1$  を調節してゲート部の  $PN$  接合に加わる電圧をピンチオフ電圧の設計値に等しく選ぶ。つぎに電源電圧  $V_2$  の値を次第に増して初期におけるドレイン電流の値が  $100 (\text{mA})$  程度になるようにする\*。このような状態では電解電流の値はほぼ  $5 (\text{mA})$  である。時間の経過につれて電解研磨が進行し、チャネルが次第に形成されてくると、ソース、ドレイン間の抵抗が増大して、ドレイン電流が減少する。遂にはこの値は零になる。このとき直ちに全電源を開くと設計値に等しいピンチオフ電圧を持った電界効果トランジスタが形成される。以上の研磨操作に必要な時間は数分程度である。

### 5.4 表面処理

前記の方法にしたがって製作した素子をよく水洗し後封じをするとして製作工程の全部が終了する。

## 6. 試作品の特性

図6は温度  $25 (^\circ\text{C})$  における比抵抗  $10 (\Omega \text{ cm})$  の  $N$  形ゲルマニウムを母体として用い、また各部の寸法および諸定数値を4.2でのべたものと同様にして製作した本負性抵抗素子の一例につきその静特性すなわち、ゲート回路の電圧電流特性の実測結果を示したものである。図中の各数字はパラメータとして選んだドレイ

\* ただし、この値はドレイン部の半径が  $0.1 (\text{mm})$  程度のときの最適値である。

ン電圧  $V_d$  の値を示したものである。この結果からピンチオフ電圧はほぼ 5(V) であり、ドレイン電圧による特性の制御もかなり良好であることがわかる。またオン、オフ時の電流比を千程度にすることは比較的容易であり二安定用のスイッチ素子として極めて優れた性質を備えていることもわかる。

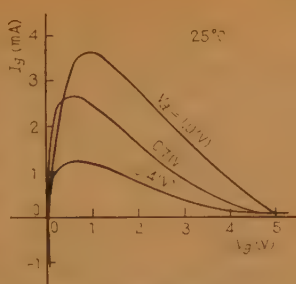


図 6 試作品の静特性  
Fig. 6—Current voltage characteristics of gate circuit (experimental results).

## 7. 特長および用途

以上数節にわたって説明したように負性抵抗素子としての電界効果トランジスタは電流制御形の良好な負性抵抗特性を示し二安定用の半導体スイッチとして、その将来は極めて有望と考えられる。以下には本素子の特長とその用途について説明する。

最初に特長をのべると

- (1) 負性抵抗特性はダイナトロン形であり、その特性は第三端子でこれを制御することができ、
- (2) しかも最初の設計次第で電圧電流の動作範囲を相当広範囲に変えることができる。
- (3) また二安定用のスイッチ素子として用いた場合のオン、オフ時の電流比が相当高い。
- (4) 周波数特性は合金形トランジスタの場合とほとんど同様である。
- (5) 機械的な強度が比較的小である。

等となる。

つぎにおもなる用途について説明すると

- (1) 二安定用のスイッチ素子
- (2) ダイナトロン発振器
- (3) フリップフロップ回路
- (4) 計数

等となる。

## 8. 結 言

以上負性抵抗素子としての電界効果トランジスタに

関する研究の概要についてのべた。すなわち負性抵抗素子として最も有望と考えられる電界効果トランジスタの一構成法を考案し、その設計法を説明した。また試作品の一例につきその静特性を示して、これを考案し本素子が二安定用のスイッチ素子として極めて優れていることを説明した。

既のべたように負性抵抗素子としての電界効果トランジスタはまだ研究途上の段階にあり、したがって、今後もこれに対する新しい考案と応用面での開発が行なわれるものと期待される。同じ電流制御形の負性抵抗素子として最近特に注目を集め、その将来が多いに期待されているエサキダイオードにくらべて、周波数特性は、はるかに劣るものと考えられるが前節でのべた特長の(1)から(3)までの各項はいずれもエサキダイオードにはない性質として特筆されるべきものである。

終りに本研究を推進して下さいまた御熱心な御助言を賜った当所の喜安次長を始めゲルマニウム単結晶を提供していただいた半導体研究室の高橋研究主任に深謝する。また有益な御討論をいただいた当所半導体研究室の各位に厚く御礼申し上げる。

## 文 献

- (1) G.C. Dacey I.M. Ross: Unipolar "Field-effect transistor", I.R.E. **41**, 8, p 970, (Aug. 1953).
- (2) R.G. Pohl: "The nesistor—a semiconductor negative resistance device", Trans. I.R.E. **ED-6**, 3, p 278, (July 1959).
- (3) 中原: "P<sub>N</sub>P トランジスタの負抵抗", 物理学会 15 回年会 3PL-1, p 223, (Oct. 1958).
- (4) 林: "電界効果トランジスタの一形式", 信学誌 **43**, 3, p 298, (昭 35-03).
- (5) 林: "負性抵抗素子としての電界効果トランジスタ", 通研経過資料第 919 号 (1960-08).
- (6) 林: "電界効果トランジスタの一形式 (II) 負性抵抗素子", 昭 35 連大 1458.
- (7) W.M. Webster: "Saturation current in alloy junctions", I.R.E. **43**, 3, p 277, (Mar. 1955).
- (8) L.P. Hunter: Handbook of Semiconductor Electronics, p 4-4~4-10.
- (9) 林: "切り込み形電界効果トランジスタ (E.C.L. 1208)", 通研成果報告 (1960-10).
- (10) 林, 春原: "負性抵抗素子としての電界効果トランジスタ", 昭 35 信学大全, 263.

(昭和 35 年 12 月 8 日受付, 36 年 2 月 28 日再受付)



UDC 621.391.832 : 534.78 : 530.132.2

## 音声のゆらぎ特性からみた伝送特性の主観的評価について\*

正員 斎藤 収 三 正員 松田 亮一

(電気通信研究所)

**要約** 通話品質の研究においては、信号の長時間統計量によって解析を進める場合が多いが、音声信号そのものは時々刻々に変動するものであり、この信号のゆらぎ特性を無視すると通話品質の正当な評価を行ないえない場合が生ずる。ここでは、電気音響変換器などにしばしばみられる周波数レスポンス特性の凹凸の1モデルとして伝送周波数帯域内に1個のピーク特性をもつ伝送系を取上げ、このような伝送系にゆらぎ特性をもつ信号が加わったときの応答をもとめ、これと伝送系出力における信号音の音色の弁別限界についての主観的測定結果との比較を行ない、伝送帯域に1個のピーク特性をもつような伝送系の出力信号音色に音声のゆらぎ特性がおよぼす効果を明らかにするとともに、音声音色に注目した通話品質の点から伝送周波数レスポンス特性にゆきし得るピーク特性の限界について考察を加えた。

## 1. 序 言

音声とか音楽のような連続的な情報を伝送する通信系の通話品質を評価するためには、信号、伝送系、聴覚などについての特性を明確につかむことが研究の出発点であり、従来からもちろした方法がとられてきている。しかし信号の特性については連続的信号の時間構造の複雑さのゆえに長時間統計量という形で取扱っている場合が多く、明りょう度指数による明りょう度計算法<sup>(1)</sup>などはその典型的な例といえる。しかし時々刻々と変化してゆく信号を長時間統計量として評価したために信号の時間的変動特性にもとづく固有の現象を無視せざるを得なくなり、通話品質の正当な評価をえられない場合もあると思われる<sup>(2)</sup>。もちろん信号のゆらぎ特性に着目した場合も最終的には統計量として取扱わねばならないであろうが、信号そのものを長時間統計量として取扱う前に信号のゆらぎ特性がもたらす効果をつかんだ上で統計量として取扱った方がより正当な評価をすることができであろう。

こゝでは、電気音響変換器などにしばしば見られる周波数レスポンス特性の凹凸の1モデルとして、伝送周波数帯域内に1個のピーク特性をもつ伝送系を取り上げ、このような伝送系にゆらぎ特性をもつ信号が加わったときの応答をもとめ、これと伝送系出力における信号音の音色弁別限界についての主観的測定結果との比較を行ない、音声のゆらぎ特性がこのような伝送系によって伝送される音声音色におよぼす効果を解明した。

## 2. 音声信号のゆらぎ特性の基本的考察

音声信号は時々刻々と複雑な変動をしているが、これをその発生機構からみると、肺より送り出された空気流によって声帯あるいは声道内の収縮点が音源となり、この出力が声道内の構成によってきまる伝送特性によって周波数レスポンスひずみをうけて音声形成される。声帯が音源となるかどうかによって有聲、無聲音の区別が生ずる。また肺より送り出される空気流には断続がともなうから音声信号には休止区間が生ずる。したがって音声信号に含まれるゆらぎには、

(1) 音声に休止区間が存在することによる出力信号の断続によるゆらぎ、

(2) 有聲音における声帯振動様式による基本周波数のゆらぎ、

(3) 無聲音における雑音性のゆらぎ、

(4) 声道の構成次元の変動による高調波成分の振幅のゆらぎ、

の4種が考えられる。通常の音声信号においては有聲音部分がかなり多くの時間的部分を占めており、その振幅も無聲音よりは大きい。したがって音声信号の音色に寄与する部分として、こゝでは有聲音のみを考察することとし、(3)のゆらぎは考察の対象からはずした。このようにすれば、(1)と(2)は1つにまとめて考えることもできる。

まず第1近似として音声を基本周波数  $F_0$  をもつ調和構造の複合音とみなすと、(2)の形のゆらぎによって高調波成分がすべての時刻で調和構造をたもったままその周波数が変動する。したがって基本周波数  $F_0$  の変動パターンが  $\varphi(t)$  であたえられるとすれば、音声の第  $m$  次高調波成分  $mF_0$  の周波数上の変動パタ

\* On the Transmission Quality Estimated from the Point of View of Fluctuation Characteristics of Speech Sound. By SYUZO SAITO and RYOICHI MATSUDA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3345]

ーンは  $m\varphi(t)$  であたえられることになる。

(1), (2) の形のゆらぎを含めてこれは図 1 のようにあらわされる。これに (4) の形のゆらぎが加わると各高調波成分の振幅が変動することと

なり、変動の様子はもっと複雑となる。この形のゆらぎによる効果は近似的にその高調波成分がある特定の限界レベルをこえる確率、あるいはさらに近似的にはその出現頻度を用いて評価することができる。

したがって、音声信号のゆらぎ特性をその第  $m$  次高調波成分においてはこれが  $m\varphi(t)$  のパターンにしたがって変動し、さらに出現頻度  $\alpha(mF_0)$  で生起するようなモデルで考えることができる。

$\varphi(t)$  については会話音声における基本周波数の分析的研究<sup>(3)</sup>によって、基本周波数  $F_0$  の変動幅の標準偏差が男声で約 20 c/s, 女声で約 40 c/s であり変動幅が基本周波数にほぼ比例すること、 $\varphi(t)$  のパワースペクトルはその休止区間を無視すれば男女声ともほぼ 5 c/s 以内にあることが知られているが、出現頻度  $\alpha(mF_0)$  については分析的データがないようである。

### 3. ピーク特性をもつ伝送系の基本モデル

この研究でとりあげた伝送系は、図 2 (a) に示すように伝送周波数

帯域内に 1 個のピーク特性をもつ系であり、このような伝送特性は電気音響変換器であるスピーカ、マイクロホン、受話器、送話器などにしばしばみられるものである。こ

のような伝送特性は図 2 (b) のような回路によって実現される。この伝送特性は規格化周波数  $\Omega = \omega/\omega_0$  を

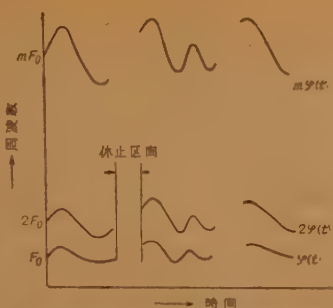


図 1 会話音声の周波数変動パターン  
Fig. 1—Fluctuation pattern of frequency component in conversational speech sound.

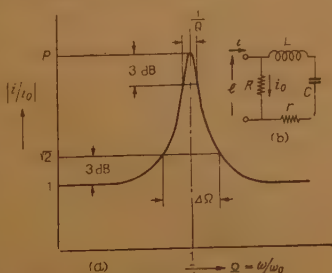


図 2 ピーク特性をもつ伝送系の基本モデル

Fig. 2—Typical frequency response containing one peak in transmission frequency band.

用いて、

$$\left| \frac{i}{i_0} \right| = \left| 1 + \frac{\Delta\Omega}{\frac{1}{Q} + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)} \right| \equiv \phi(\Omega) \quad (1a)$$

であらわされる。ここに

$$\Omega = \omega/\omega_0, \quad Q = \frac{\omega_0 L}{r}, \quad \Delta\Omega = \frac{R}{\omega_0 L}$$

また、 $\Delta\Omega \gg 2/Q$  ならば、

$$\phi\left(1 \pm \frac{\Delta\Omega}{2}\right) \approx \sqrt{2} \quad (1b)$$

ピークの高さ  $p$  は、

$$p = \phi(1) = 1 + \Delta\Omega \cdot Q \quad (2)$$

式 (1b) からわかるように、 $\Delta\Omega$  は共振点からかなり離れた周波数でのレスポンスすなわち平坦部分 ( $|i/i_0| = 1$ ) からレスポンスが 3 dB 増加した周波数での帯域幅にほぼ等しい。また式 (2) から共振周波数におけるピークの高さ  $p$  は、 $Q$  のみによっては一義的に定まらず、 $\Delta\Omega$  と  $Q$  との関数になることに注意すべきである。

### 4. 周波数の変動する信号に対するモデル伝送系の応答

3. で述べたような伝送系に音声のようなゆらぎ特性をもつ信号を加えたときには、周波数の安定な信号を加えたときと異なった応答を示すであろうことは当然予想されることである。音声信号の周波数変動は複雑な形をしているが、ここでは取扱いを簡単にするため信号の瞬時周波数が直線的に変化するような信号についてモデル伝送系の応答をしらべることにする。

いま、便宜上前節図 2 (b) の回路で  $R \rightarrow \infty$  したがって  $\Delta\Omega \rightarrow \infty$  の場合と考えると、この回路の入力端子に

$$e(t) = E e^{j\pi h t^2} \quad (3)$$

なる電圧が加えられたものとする。ここに瞬時周波数  $f(t)$ 、周波数変化速度  $df(t)/dt$  はそれぞれ、

$$f(t) = ht \text{ (c/s)}, \quad df(t)/dt = h \text{ (c/s}^2\text{)} \quad (4)$$

となる。このとき回路に流れる電流の大きさ  $|i|$ <sup>(4)</sup> は  $Q \gg 1$  のとき、

$$|i| = \frac{E}{r} \frac{f_0}{2Q} \sqrt{\frac{\pi}{|h|}} |2\sqrt{\pi k} \epsilon^2 + \phi| \quad (5)$$

ここに、 $z = x + jy$

$$x \approx -\frac{f_0^2}{Q} \frac{\pi}{h} \left( \frac{f}{f_0} - 1 \right)$$

$$y \approx -f_0^2 \frac{\pi}{h} \left\{ \left( \frac{f}{f_0} - 1 \right)^2 - \frac{1}{4Q^2} \right\}$$

$$\phi = \int_0^{\infty} \frac{e^{-v}}{\sqrt{z+v}} dv \quad v: \text{実数}$$

$$k=0 \quad |\arg z| < \pi$$

$$=1 \quad |\arg z| > \pi$$

である。たゞ式(5)で回路に信号が加えられた瞬間の過渡現象は消滅したものとしている。式(5)の時間(または周波数)について極大値つまりピークの電流の大きさは  $(Q/f_0)^2 \cdot h/\pi$  で規格化することができる。 $(Q/f_0)^2 \cdot h/\pi$  について、周波数の変化しない信号を加えたときの静特性のピークにおける電流の大きさ  $p_0$  と、周波数変化速度  $h$  (c/s<sup>2</sup>) の信号を加えたときのピークにおける電流の大きさ  $p_h$  の比  $|p_h/p_0|$  を図3に示した。なおこの節の最初に述べたように以上の

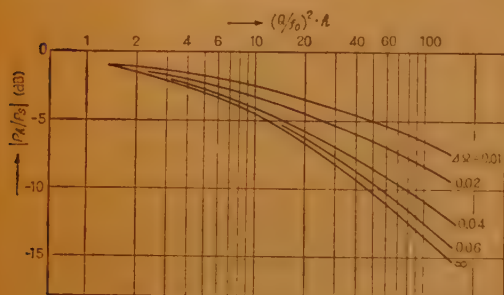


図3 周波数が直線的に変化する正弦波によるピーク特性系の動特性

Fig. 3—Dynamic characteristics of typical frequency response system.

解析はすべて  $4\Omega \rightarrow \infty$  としてなされているので、 $4\Omega$  の種々の値については実験的に電流波形を観測することによってもとめ、同じく図3に示した。図3から信号の周波数変化速度  $h$  または回路の  $Q$  が大きくなれば、動特性のピークの値の静特性のピークの値に対する比  $|p_h/p_0|$  は単調に減少することがわかる。このような解析によって音声のようにその瞬時周波数が変動している信号に対して1個のピーク特性は、実効的にその静特性のピークの値にまで build up しないことが波形伝送の立場から立証された。なお電気音響変換器などのレスポンス特性の測定でしばしば行なわれるように、測定周波数ある速度で捕引しレスポンス特性を記録する方法は、このような観点からその記録されたレスポンス特性を眺める場合注意を要することであろう。

## 5. 合成信号音による音色弁別限の測定

2. で述べたように音声信号には種々の形のゆらぎ特性が複合されているので、直接音声の音色弁別限を

測定するに先立ってモデル合成音によって音色弁別限の測定を行なった。

### 5.1 周波数変動のない連続複合音による測定

合成音は女声の基本周波数の平均と考えられる 250 c/s を基本周波数とするように、250, 500, 750, …… 3500 c/s の14個の正弦波を等振幅で混合したものである。

モデル伝送系の共振周波数は 500, 1000, 2000, および 3000 c/s とした。この伝送系の電流変化を取出してこれを日本主通話標準装置の受話系入力に加え音色弁別限の測定を行なった。試験装置のブロック図を図4に示す。試験方法は AB 法で種々の  $f_0$ ,  $Q$  およ



図4 音色弁別限測定のプロック図

Fig. 4—Block diagram of measuring system.

び  $4\Omega$  をもつモデル伝送系と平坦特性の伝送系出力を交互に切換えて比較受聴し、音色に差があるとする判断確率が 50% となる試験条件をもって弁別限とした。A, B 音はそれぞれ 1.5 秒呈示されそのレベルは平坦特性系において基準通話系利用得 0 dB (約 64 dB SPL) である。被験者は正常の聴力を持ち、充分練習を経た男子4名女子4名である。

実験結果を図5に示した。弁別限の信頼幅は  $\pm 0.5 \sim 1.5$  dB である。図から明らかなように弁別限のピークの値  $p$  は共振周波数位置によっても、また  $4\Omega$  の値によってもあまり変化しない。ただ  $4\Omega$  が大きくなると  $p$  の値は小さくなる。 $4\Omega$  が大きくなると合成音の全周波数成分のレベルが一様に増加するので

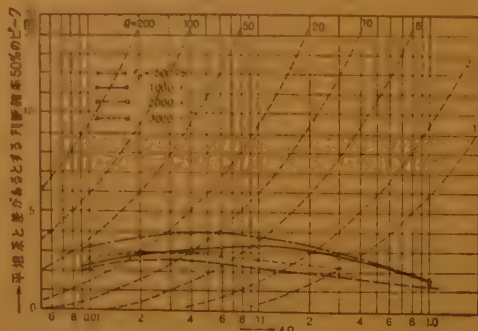


図5 周波数変動のない連続複合音による音色弁別限

Fig. 5—Tonal differential limen (T.D.L.) for steady complex tone transmitted through typical frequency response systems.



合成音の強さの弁別限と同じになるためであろう。

## 5.2 周波数変動のある連続複合音による測定

5.1 に用いた合成音を磁気テープ上に録音し、これを偏心駆動キャプスタンをもつ再生機で再生することにより周波数変動を与えることができる。測定に用いた合成音の変動特性は基本周波数の変動パターン  $\varphi(t)$  が繰返し周波数約 5 c/s の正弦波関数で、その変動幅は基本周波数 (250 c/s) を中心として 25, 50 および 75 c/s の 3 種である。その他の測定条件は 5.1 と全く同じである。伝送系の共振周波数が 1000 c/s の場合を図 6 に示した。こゝには比較のため 5.1 の結果

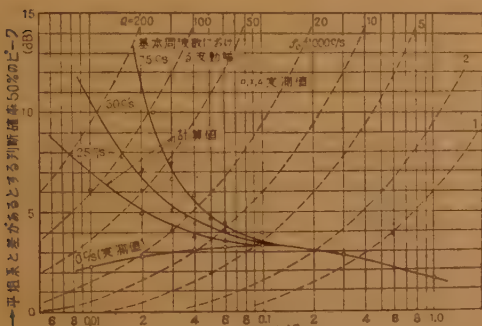


図 6 周波数の変動する連続複合音による音色弁別限  
Fig. 6—T.D.L. for fluctuating complex tones of various fluctuating rates.

も併記した。信号の瞬時周波数が直線的に変化したときのピーク特性伝送系の応答についての 4. の結論と、5.1 の実験結果を用いて音色弁別限を算出した結果が図中実線で示されている。この実験で用いた  $\varphi(t)$  は正弦状であるが、実測値と計算値はかなりよく一致しており、このような解析法が有効であることを裏付けている。共振周波数が 500, 2000, 3000 c/s の場合についても同様の結果をえた。一般的に周波数変動のある連続複合音でのピーク値の弁別限は、 $Q$  が低いときには周波数変動のない連続複合音の弁別限と同じであるが、 $Q$  が高くなると信号の周波数変動の効果によって実効的な伝送特性が静特性におけるピーク値まで build up しないため弁別限が急激に増大すると結論される。

## 5.3 周波数変動のある断続複合音による測定

これまでの測定ではすべて振幅一定の複合音を用いたが、2. に述べたように実際の音声には休止区間が存在し、振幅にかなり急激な変化を生ずる。したがってこゝで取扱っているようなモデル伝送系ではその共振周波数に相当する過渡振動が発生し、これが音色弁

別限に影響をおよぼすことが考えられる。

したがって、こゝでは 5.2 での複合音を音声のほぼ 1 音節の継続時間に相当する時間間隔で断続し、この断続音について音色弁別限の測定を行なった。断続周波数は 3.3 c/s、断続比 1 で、断続時立上がりおよび立下がり特性は時定数をもたない場合と最終値の 80% に達する時間が 30 ms のものの 2 種とした。その他測定条件および方法は、被験者の判断基準が信号の断続に伴って生ずる過渡音の最小可聴限であることを除けば、5.1 と全く同じである。

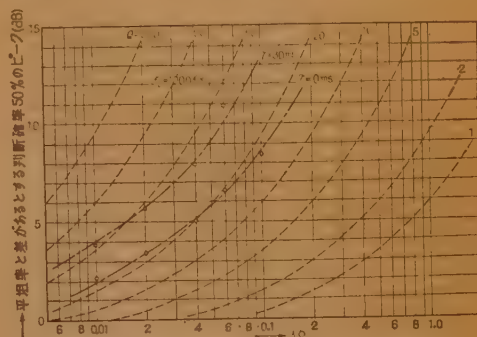


図 7 断続複合音による過渡音の最小可聴値  
Fig. 7—Detectable thresholds of transient click for interrupted complex tones.

モデル伝送系の共振周波数を 1000 c/s としたときの実験結果を図 7 に示した。この図から明かなように過渡音の最小可聴限に注目したピーク値は、5.2 の結果とは全く逆に伝送系の  $4\Omega$  が増加するとともに大となる。また断続時の立上がりおよび立下がり特性による差も明りょうにあらわれている。

## 5.4 周波数変動のある出現頻度 $\alpha$ の連続複合音による測定

これまでの測定は、複合音の周波数成分の出現頻度がすべて 1 であるような合成信号音によって行なわれたが、2. で述べたように実際の音声信号ではその高調波成分の出現頻度が 1 であるとは考えられないし分析データもない。したがって音声信号に対してさらに近似を進めるため高調波成分の出現頻度を考慮した複合音による測定を行なう必要がある。

こゝでは近似的に 5.1 の複合音からモデル伝送系の共振周波数に一致する周波数成分のみを除去した複合音と除去しない複合音をあわせて信号音とし、除去しない複合音の全複合音に対する比率をもって出現頻度を代表させることとし、これに周波数変動を与えて音色弁別限の測定を行なった。この測定では基本周波数における変動幅は 50 c/s に固定し、出現頻度  $\alpha$  を

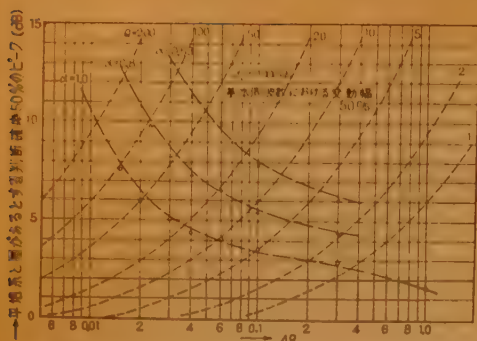


図 8 連続複合音による音色弁別限 (出現頻度の効果)

Fig. 8—T.D.L. for fluctuating complex tone whose frequency component corresponding to resonance frequency of typical frequency response system has some occurrence frequency.

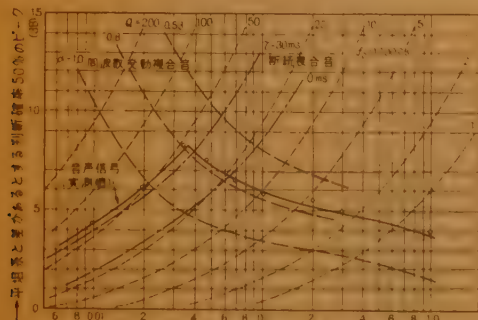
0.8, 0.53, 0.33 の 3 種とした。その他の測定条件は 5.1 と全く同じである。共振周波数が 1000 c/s の場合の測定結果は図 8 のようである。図から出現頻度  $\alpha$  の減少とともに信号の周波数変動が同じでも弁別限の値はさらに大きくなるのがわかる。このような方法をとると音色弁別限測定における被験者応答の心理的要素を無視すれば、原則的には出現頻度が 0.5 以下

の場合には弁別の判断確率は 50% に達することなく弁別限は定められない。実験結果もこれに合致する傾向が認められ、 $\alpha=0.33$  では弁別限の決定が困難な場合も生じた。

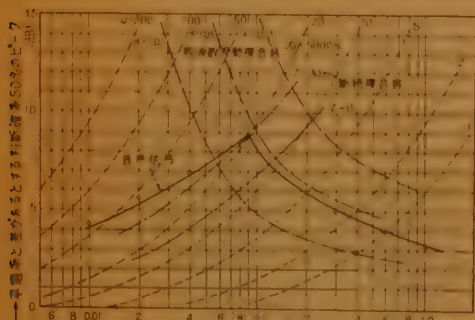
## 6. 音声による音色弁別限の測定と考察

2. に述べたように、音声をその基本周波数が  $\varphi(t)$  で変動する調和構造をもつ複合音でその高調波成分が  $\alpha$  なる出現頻度をもつものと仮定すると、音声の  $\varphi(t)$  と  $\alpha$  が統計的に 5. の実験に用いた  $\varphi(t)$  と  $\alpha$  に合致すれば音声をピーク特性をもつ伝送系に加えたときの音色弁別限を推定できよう。2. に述べたように音声の  $\varphi(t)$  の統計的性質については分析的データがあるが、 $\alpha$  については見あたらないのでここでは  $\varphi(t)$  のみを分析データに基づいて、変動幅が 50 c/s、変動の繰返し周波数 5 c/s の正弦波関数と仮定し、このような  $\varphi(t)$  と種々の  $\alpha$  をもつ合成音についての測定結果を音声による測定結果と比較することとした。このようにすれば逆に音声についての  $\alpha$  を推定することができであろう。

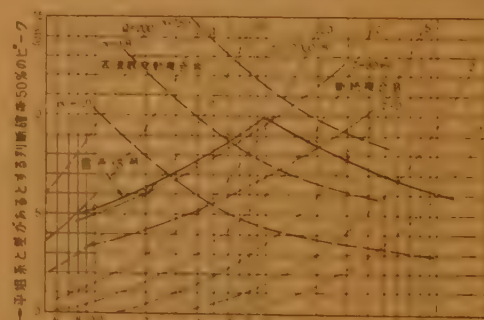
音声による音色弁別限の測定は図 4 の伝送系入力に



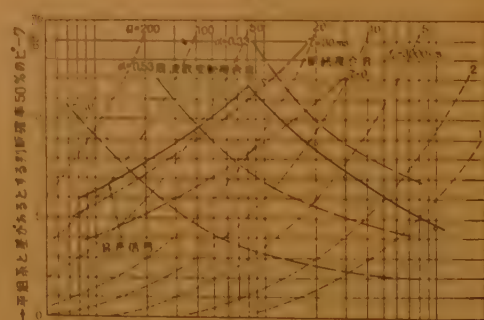
(a)



(b)



(c)



(d)

図 9 種々の共振周波数についての音声信号による音色弁別限  
Fig. 6—T.D.L. for speech sound transmitted through typical frequency response systems of various resonance frequencies.



日本主通話標準装置の送話系を用いて録音された録音音声を加えて行なった。音声信号は女声の朗読音声で、たとえば「トンネルを出るとそこは雪国だった」のような短い文章を2回反覆した。したがって音声色は同一文章によって比較判断されることになる。その他の測定条件は合成音の場合と同じである。実験結果を合成音による結果とまとめて図9に示した。この結果から伝送系の各共振周波数についてその  $Q$  が約 40 以下の範囲では  $Q$  の増加とともに、音声の音色弁別限の値は漸進的に大きくなることがわかる。このことは合成音によるモデル的な解析および測定から予想されたように、音声の周波数変動の効果によって伝送系がその静特性のピーク値にまで build up しないため  $Q$  の増加とともに弁別限のピーク値を増加させることを示しているものと思われる。この範囲の  $Q$  における音声の弁別限のピーク値から前述のように出現頻度  $\alpha$  の値を各共振周波数について推定すると図 10 のようになる。この値は音声の基本周波数の変動

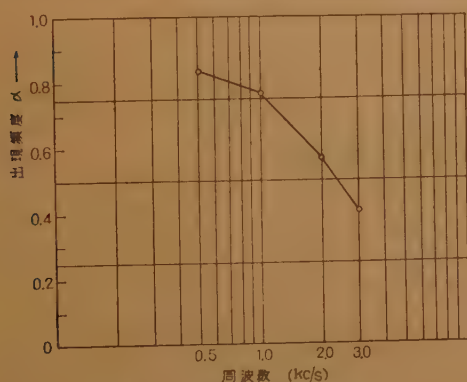


図 10 出現頻度  $\alpha$  の推定値

Fig. 10—Estimated occurrence frequency of frequency component of speech sounds.

$\varphi(f)$  を上記のように仮定して得られるものであって、出現頻度の分析的データによる実証が行なわれたものではない。出現頻度をその周波数成分がある限界レベルをこえる割合と考えれば、音声の周波数スペクトルが 1000 c/s 以上の周波数で約 -9 dB/オクターブの特性をもっていることから高調波成分がある限界レベルをこえる割合が小さくなることにより、周波数が高くなると出現頻度が小さくなるという図 10 の結果を裏付けているように思われる。しかし周波数スペクトルはその周波数成分の出現頻度が常に 1 であるような長時間統計量としてきめられたものであるので、ここで考えている出現頻度の概念とはズレがあり、直接的

比較には無理があると思われる。

一方、伝送系の  $Q$  が約 40 をこえると音声の音色弁別限のピーク値は全く傾向が変わって、5.3 で述べた時定数（たゞし 80% 点での）が 30 ms の断続複合音による過渡音可聴限の実測値にそって  $4\Omega$  の増加とともに急激に減少してゆく。このことはこの範囲の  $Q$  においては音声の急激な振幅変化によって共振系に生じた過渡振動によって、音声の音色弁別判断が行なわれていることを示すと考えられる。

結局、モデル伝送系における音声の音色弁別は、音声の周波数成分の変動と、過渡振動の発生の 2 つの機構の複合によって行なわれているとみなすことができる。この過渡振動の最小可聴限については現在解析を進めている。

## 7. 結 言

以上の解析および実験により、音声周波数帯域内に 1 個のピーク特性をもつような伝送系に音声加わったときの応答の機構とその聴覚に対する影響がはつきりかとなった。これを要約すると、

(1) 音声の断続による振幅変動の効果は、ピーク特性をもつ伝送系の  $Q$  が高くなるにつれて音色弁別限のピーク値を小ささせる。

(2) 音声周波数成分の周波数変動の効果は、ピーク特性をもつ伝送系の  $Q$  が高くなるにつれて音色弁別限のピーク値を増加させる。

(3) 音声周波数成分の出現頻度の効果は、その周波数変動の効果を助長し、伝送系の  $Q$  の増加につれて音色弁別限のピーク値をさらに増加させる。

また音声色の弁別限に関する結果から、スピーカ、受話器などの電気音響変換器の設計に対してつぎのようなことがいえるであろう。

(1) レスpons特性にあらわれるピーク特性の  $Q$  の値は 1000 c/s 以下の周波数では約 50、1000 c/s 以上の周波数では約 100 以上になることは望ましくない。 $Q$  の値が大ききものでは  $4\Omega$  を小さくすることによりレスpons特性のピークの値を小さくする必要がある。

(2)  $Q$  の値が 50 以下の場合には、 $Q$  の値を小さくすれば  $4\Omega$  の値を大きくすることができるが、 $4\Omega$  の値が大きければ大きいほど、 $4\Omega$  と  $Q$  の積、したがってレスpons特性のピークの値を小さくしなければならない。 $4\Omega \cdot Q$  の積は 1000 c/s 付近では最も小さくする必要があり、周波数が比較的高い位置で



はかなり大きくすることができる。たとえば  $Q$  が 20 のとき、共振周波数が 1000 c/s ではピークの値は、約 7 dB, 3000 c/s では約 10 dB まで許容できることになる。

一方、スピーカや受話器のような通常の電気音響変換器では伝送帯域内のピークがただ1個とは限らない。そのような場合にはここに記した弁別限のピーク値をそのまま適用できないが、音色弁別の判断が帯域内の複数個のピークの各々について独立に行なわれるものと仮定すれば、音色弁別限を決定した判断確率の実験データにもどって、個々のピークをもつ伝送系の弁別判断確率  $p_1, p_2, \dots, p_n$  を用い  $n$  個のピークをもつ伝送系の弁別判断確率は、 $1 - (1 - p_1)(1 - p_2) \dots (1 - p_n)$  と算出できる。したがって、そのような場合には個々のピークについての弁別限のピーク値よりも小さい値が弁別限のピーク値となることがわかる。ただこのような考え方についての実験的裏付けはまだ行っていないので、ここに1試案を述べたに過ぎない。

また凹凸のある周波数レスポンス特性の通話品質の

考察においては、ピーク特性とならんで谷特性の場合が残されているが、これについては現在検討中である。また通話品質としてここに用いた音色弁別限以外に音韻品質の問題がありこれらは今後の研究課題である。

終わりに本研究に対してご指導いただいた当所、早坂次長、増沢電話機研究室長、有益な討論をいただいた電話機研究室の諸氏、ならびに長期間の測定に協力を惜まれなかった通話試験クルーの諸氏に深謝する。

#### 文 献

- (1) 三浦: "通話品質", 通信工学講座 9-A, 共立出版 (昭 30-11).  
N.R. French & J.C. Steinberg: J.A.S.A. 19, 1, p 90, (1947).
- (2) 早坂: "スピーカについての諸問題", 昭 34 信学全大シンポジウム.
- (3) 斎藤, 加藤, 寺西: "音声の基本周波数の性質について", 音響学誌 14, 2, p 111, (1958).
- (4) 山田, 栗山: "動的共振曲線の性質", 電学会論文集 4, 5, p 109, (1943).

(昭和 35 年 11 月 28 日受付)

UDC 537.311.4 : 539.379

## 表面層を付した接点の接触抵抗\*

正 員 谷 井 琢 也 藤 間 巷 三

(電気通信研究所)

**要約** 導電率の異なる表面層のある清浄な接点に対して理想化したモデルを仮定し、その集中抵抗と接触半径、導電率および表面層の厚さとの関係を理論的に解析した。これによって得られた結果を Hertz の弾性接触理論と組合わせて集中抵抗と接触荷重との関係に変換し、これをきわめて薄い金めっきをほどした試料による実測値と比較して、ほぼ満足すべき一致が得られた。これによって大気中においては新しい金めっき面が他の金属面より清浄で、集中抵抗測定の一手段として用い得ることが明らかになるとともに、通常低い接触荷重で用いられる通信用接点では、材質が貴金属であってもその表面に自然に存在する被膜が接触抵抗にきわめて大きな影響をおよぼすこと、および金属によってその程度が異なることが確かめられた。これは継電器の小形化に伴って接点圧力を減少せしめる場合の、接点金属の選択について有効な目安を与えるものである。

### 1. ま え が き

接点の性能の1つとして重要な接触抵抗は、R. Holm によって導体内の電流集中による集中抵抗と、接触境界面に存在する物質による境界抵抗とに分けられ<sup>(1)</sup>、その概念が明確になった。しかしながら集中抵抗と境

界抵抗とを分離して測ることは多くの場合きわめて困難である。試料に凹みが残るほど大きな接触荷重では、この凹みの大きさより集中抵抗が推定されるが、小接触荷重では接触面の形や大きさを知ることが困難なために、超電導状態の接触抵抗<sup>(2)</sup>を境界抵抗とみなし、あるいは  $10^{-10}$  mm Hg 程度の超高真空中で清浄にして測った接触抵抗<sup>(3)</sup>を集中抵抗とみなす等の手段が用いられる。しかしこれらは実験が厄介で、多数の試料を取扱うには不向きであるから実験が簡便で、し

\* Contact-Resistance of Contacts Having Surface Layer. By TAKUYA TANII, Member and KOZO TOMA, (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3346]

かも精度をあまりそこなわない方法が望まれる。

筆者らが Au, Ag, Pd, W 等について接触抵抗測定器<sup>(4)</sup>を用いて行なった実験によれば、大気中で測った小接触荷重における接触抵抗は試料の導電率よりは、むしろその表面状態に支配され、通常、磨いた状態でも Hertz の弾性接触論と Holm の式より得られる集中抵抗の理論計算値より相当大きな値が観測される。しかもその抵抗は同じように表面を処理した試料でも材料に固有の傾向を示している。また接触抵抗が低いと言われる貴金属の中でも Au および Ag が最も低い抵抗値を示し、琢磨用アルミナを用いて濡れた状態で磨いた場合には上記の理論計算値とほぼ一致した値が得られる。上のような事実から、各種材質の試料に対して変形に大きな影響を与えない程度の、きわめて薄い金の表面層を造ることによって表面状態をそろえることができ、しかもかなり清浄な表面が得られるために、集中抵抗の理論値に近い値が実測されることが期待される。

本文においては、上のような理由で薄い金の表面層を有する場合の接触抵抗を検討するために、導電率の異なる表面層を有する清浄な接点に対して理想化したモデルを仮定し、その集中抵抗を理論的に解析して、その結果に Hertz の理論より求められた接触半径を適用した。なおこれを約  $0.1\mu$  の厚さに金めっきした試料による実測値と比較して、集中抵抗に対する理論的根拠を与えようとするものである。

## 2. 集中抵抗の解析

簡単のために、接点のモデルとして図 1 に示すよう

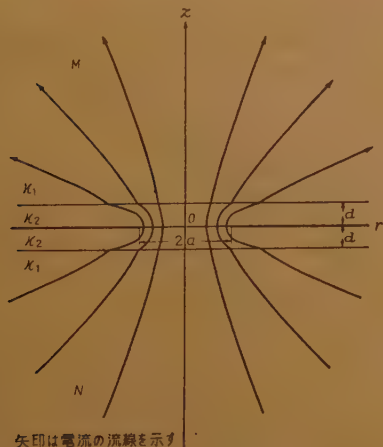


図 1 解析に用いた接点のモデル  
Fig. 1—Model of contacts.

なものをを用いた。すなわち平面境界をもつ半無限導体  $M$  の表面に他の半無限導体  $N$  が半径  $a$  の接触面を介して  $M$  と電気的に接続されている。 $M, N$  はともに基底部の導電率が  $\kappa_1$  で、表面に導電率  $\kappa_2$ 、厚さ  $d$  の層を有する。図 1 に示すように接続面の中心を原点とし、表面に垂直で  $M$  の内側に向かう  $z$  軸をもつ円柱座標  $(r, \theta, z)$  を用いる。

電流が  $N$  の無限遠にある電極より接触面を通して  $M$  の無限遠にある電極に流れるとすれば、電流の流線の形は  $z$  軸について回転対称であり、かつ  $z=0$  の面に関しても対称である。したがって  $M, N$  の電極間の全抵抗、すなわち接点の集中抵抗は  $z \geq 0$  における電位の分布を知ることによって求められる。

$M$  の基底部すなわち導電率  $\kappa_1$  の部分の電位を  $\varphi_1$  で表わし、表面層すなわち導電率  $\kappa_2$  の部分の電位を  $\varphi_2$  で表わすと、 $\varphi_1$  および  $\varphi_2$  は円柱座標に関する Laplace の方程式

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial z^2} &= 0 \quad [z \geq d] \\ \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_2}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial z^2} &= 0 \quad [0 \leq z \leq d] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

を満たす必要がある。また  $z=0$  および  $z=d$  においては、つぎの条件が満足されなければならない。すなわち  $z=0$  においては

$$\left. \begin{aligned} \text{対称性より} \quad \varphi_2 &= \varphi_0 \quad (\text{一定}) \quad [r \leq a] \\ \text{電流分布より} \quad \left\{ \begin{aligned} \frac{\partial \varphi_2}{\partial z} &= 0 \quad [0 \leq r < a] \\ \frac{\partial \varphi_2}{\partial z} &= 0 \quad [r > a] \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$z=d$  においては

$$\left. \begin{aligned} \text{電位の連続性より} \quad \varphi_1 &= \varphi_2 \\ \text{電流々線の連続性より} \quad \left\{ \begin{aligned} \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} &= \frac{\partial \varphi_2}{\partial r} \\ \kappa_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial z} &= \kappa_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial z} \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

これら諸条件、式 (1)~(3) を満足する解  $\varphi_1$  および  $\varphi_2$  は

$$\varphi_1 = \frac{4\varphi_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-\lambda(z-d)}}{\left(1 + \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right)e^{\lambda d} + \left(1 - \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right)e^{-\lambda d}} \cdot J_0(\lambda r) \sin(\lambda a) \frac{d\lambda}{\lambda} \quad [z \geq d]$$

$$\varphi_2 = \frac{2\varphi_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{\left(1 + \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{-\lambda(z-d)} + \left(1 - \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{-\lambda(z+d)}}{\left(1 + \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{\lambda d} + \left(1 - \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{-\lambda d}} \cdot J_0(\lambda r) \sin(\lambda a) \frac{d\lambda}{\lambda} \quad [0 \leq z \leq d]$$

で与えられる. ここに  $J_0$  は 0 次のベッセル関数である.

接触面  $z=0$ ,  $0 \leq r \leq a$  を流れる全電流  $I$  は

$$\begin{aligned} I &= 2\pi \int_0^a (-\kappa_2 \text{grad } \varphi_2)_{z=0} r dr \\ &= 4a\kappa_2\varphi_0 \int_0^\infty \frac{\left(1 + \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{\lambda d} - \left(1 - \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{-\lambda d}}{\left(1 + \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{\lambda d} + \left(1 - \frac{\kappa_1}{\kappa_2}\right) e^{-\lambda d}} \\ &\quad \cdot J_1(\lambda a) \sin(\lambda a) \frac{d\lambda}{\lambda} \\ &= 4a\kappa_2\varphi_0 \int_0^\infty (1 - 2Ke^{-2\lambda d} + 2K^2e^{-4\lambda d} \\ &\quad - 2K^3e^{-6\lambda d} + \dots) J_1(\lambda a) \sin(\lambda a) \frac{d\lambda}{\lambda} \\ &= 4a\kappa_2\varphi_0 \{1 - 2KF(2d) + 2K^2F(4d) \\ &\quad - 2K^3F(6d) + \dots\} \quad (4) \end{aligned}$$

ただし

$$K = \frac{\kappa_2 - \kappa_1}{\kappa_2 + \kappa_1}$$

$$F(x) = \int_0^\infty e^{-\lambda x} J_1(\lambda a) \sin(\lambda a) \frac{d\lambda}{\lambda} \quad (5)$$

$J_1$  は一次のベッセル関数である.

両接触体間の集中抵抗を  $R_s$  とすると, 接触面の電位が  $\varphi_0$  で  $M$  の電極における電位が零であるから

$$\frac{1}{R_s} \frac{I}{2\varphi_0} = 2a\kappa_2 \{1 - 2KF(2d) + 2K^2F(4d) - 2K^3F(6d) + \dots\}$$

表面層が無い場合における R. Holm の集中抵抗の表示

$$R_{s0} = \frac{1}{2\kappa_1 a} \quad (6)$$

との関係を明確にするために

$$R_s = \frac{1}{2\kappa_1 a} \phi \quad (7)$$

とおけば

$$\phi = \frac{1-K}{1+K} \frac{1}{1 - 2KF(2d) + 2K^2F(4d) - 2K^3F(6d) + \dots}$$

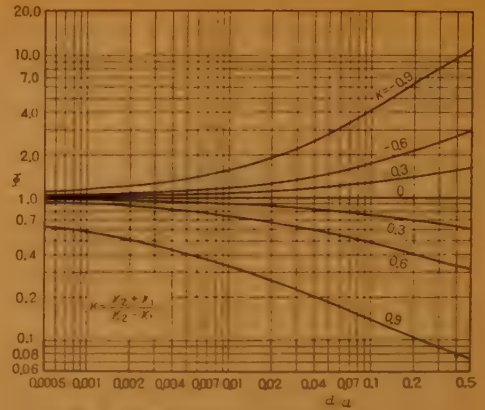


図2 数値計算によって得られた  $\phi$  と  $K$  および  $d/a$  の関係

Fig. 2—Evaluated values of  $\phi$ .

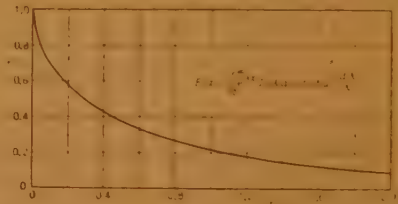


図3 数値計算によって得られた  $F$  と  $x/a$  の関係

Fig. 3—Evaluated values of  $F$ .

となる.  $\phi$  は  $K$  および  $d/a$  によって図2に示すように変化する. なお  $F$  と  $x/a$  の関係は図3に示す. (計算法については付録参照)

### 3. 実験および考察

#### 3.1 試料および測定法

試料の材質としては金, 銀, パラジウム, GS 合金

表1 試料の物理定数

材 質	加工	導電率 $\kappa$ ( $\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$ )	ヤング率 $E$ ( $\text{g/cm}^2$ )	ポアソン比 $\nu$	ピッカース硬度 (荷重 25g) ( $\text{kg/mm}^2$ )
Au	線 引	$\times 10^8$ 42.9 (23°C)	$\times 10^8$ 7.55 (22°C)	* 0.420	87 (17°C)
Ag	線 引	58.8 (23°C)	7.46 (22°C)	* 0.379	97 (17°C)
Pd	線 引	9.17 (23°C)	13.1 (24°C)	* 0.393	129 (17°C)
GS 合金	線 引	26.9 (19°C)	7.96 (17°C)	—	116 (17°C)
PGS 合金	線 引	6.60 (19°C)	9.78 (17°C)	—	166 (17°C)
W	焼 結	18.2 (24°C)	37.9 (22°C)	* 0.17	500 (23°C)
洋 白	線 引	3.14 (21°C)	14.6 (26°C)	—	253 (28°C)

\* 印は芝氏の常数表より引用.  
カッコ内に測定温度を示す.



(Au 10-Ag 90%), PGS 合金 (Pt 6-Au 69-Ag 25%) のほか弾性定数の極端に異なるタンゲステンおよび導電率の特に小さい洋白を用い、タンゲステンのほかは線引のまま使用した。これらの材料の物理定数は表 1 に示す。試料の形状は直径 2 mm, 長さ約 30 mm の円柱で、2 本を直交する交差接点とした。これらの試料は測定の前直前に ① #4/0 までのエメリ紙で磨いた後ベンジン・アルコールで洗浄したもの、② #4/0 までのエメリ紙で磨いた後、琢磨用アルミナを用いて濡れた状態で磨いてから水洗し、手早く乾燥させたもの、③ 上記の処理後シアン系のめっき液で金めっきをほどこしてから手早く水洗、乾燥したものに分けて測定した。ただし金めっきの厚さはめっきの際の電気量より推定される値を用いた。

めっき材料として Au を選んだのはつぎの理由による。さきに記したように Au および Ag 試料による接触抵抗測定値が他の金属の場合より特に低く、Hertz の理論より導かれる値に近かったこと、後に述べるように接触抵抗に経時変化があり、これが接触表面の清浄さと関連があると考えられるが<sup>(2)</sup>、Au は実験に供した他の金属、特に Pd, Pt (いずれも遷移元素) の場合より経時変化が小さかったこと。その他 Au は酸化、硫化に対しても影響が少ないと考えられ、また、めっき法が簡便でめっきむらを容易に見分け得ることも Au を選ぶ理由の一つに数えられる。

接触抵抗の測定にあたっては試料の両端をそれぞれ電流端子、電圧端子とし、接触してから電流端子より定電流を供給して電圧端子の電圧を測るいわゆる電位降下法によって接触抵抗を求めた。ただし接点電流の大きさは電圧端子の電圧が 10 mV を越えぬ値である。接触荷重は接触抵抗測定器によって 0.5 g, 1 g, 2 g... 50 g と段階的に変化するように与えられ<sup>(3)</sup> 接触に際して摺動を伴わないように工夫されている。このようなやり方で測定すると接触抵抗は接触荷重を与えてから時間と共に変化し、次第に小さくなる現象が見られる。

接触してからの抵抗変化は荷重が小さいほど激しいが、約 2000 秒経過すればほぼ安定した値が得られる。上のような抵抗変化の影響を避けるために、接触抵抗の測定は接触後 2000 秒経過してから始める<sup>(\*)</sup>。

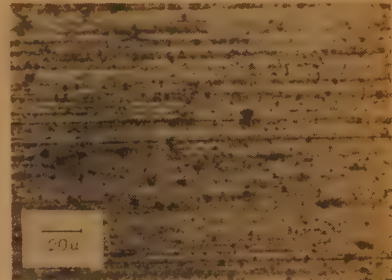
### 3.2 金めっき面の性質

金めっき層の厚さは大部分のものが推定 0.1  $\mu$  以下のきわめて薄いものであるために、図 4 に示すよう

\* 接触抵抗測定器および測定法については文献<sup>(2)</sup>の“接触抵抗測定器について”に詳述されている。



(a) 1500 番エメリ粉で磨いた面 (試料は Ag)



(b) 同一面に約 0.1  $\mu$  の金メッキした面 (Ag)



(c) 琢磨用アルミナで磨いた Ag 試料面  
(測定に使用しているのはこの程度の面である)

図 4 試料面の顕微鏡写真

Fig. 4—Microscopic photographs of surface of the specimens.

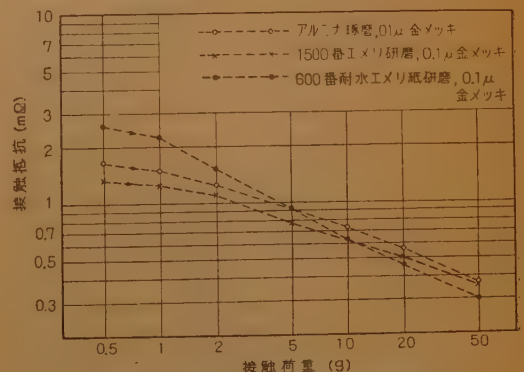


図 5 試料面の粗さと接触抵抗との関係 (Ag)

Fig. 5—Relations between contact-resistance and roughness.

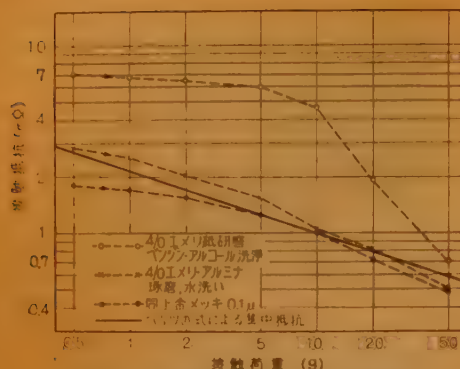


図6 金の接触抵抗 (表面処理の影響)  
Fig. 6—Contact-resistance of gold. (influence surface process)

に表面の凹凸程度に変化は見られなかった。また接触面の粗さは接触抵抗と荷重との関係に影響はあるが、図5より推定されるように本実験の荷重範囲では、ある程度以上精密に仕上げた面ならば測定値に本質的な影響を与えていない。表面の清浄さを比較するために磨いた金と、これをさらに金めっきしたものについて接触抵抗を比較して見ると、図6に示すように金めっきした場合の方がより低い抵抗値を示し、金めっきすれば他の処理によるよりさらに清浄な表面が得られることが分かる。

### 3.3 表面層の厚さと接触抵抗との関係

接点材料として用いられている貴金属は一般に導電率が大であるために、金めっきが集中抵抗におよぼす効果が小さく、また図2より推定されるようにめっき厚さの影響も少ない。したがって導電率の大きな接点用貴金属では金めっきの厚さと集中抵抗の関係は重要とは言えない。しかしながら集中抵抗の解析によって得られた表面層の効果を確かめるために、導電率の特に小である洋白

に金めっきをほどこして接触抵抗を測定し、表面層の厚さと接触抵抗との関係を求めた。測定の結果は図7に示すように、めっき層が厚いほど接触抵抗が低いという常識的なものである。これをさきの解析で得られた  $\phi$  と  $d/a$

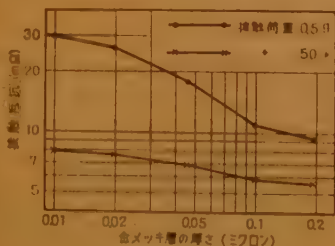


図7 洋白の金メッキ厚さと接触抵抗の関係  
Fig. 7—Relations between contact-resistance and thickness of gold-plating for germanium silver.

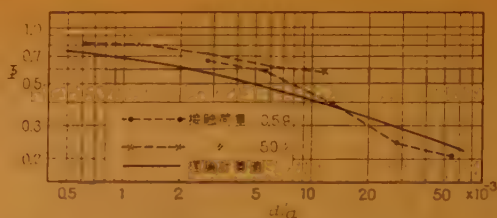


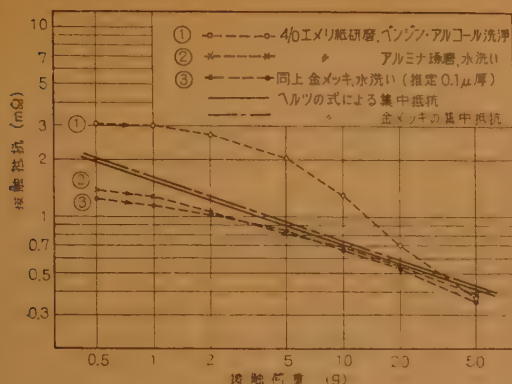
図8 金メッキした洋白の  $\phi$  と  $d/a$  の関係  
Fig. 8—Relations between  $\phi$  and  $d/a$  for gold-plated german silver.

との関係に直すために、図7の値に Hertz の弾性接触論より得られる接触半径を適用すると図8が得られ、理論値に近い値であることが示される。

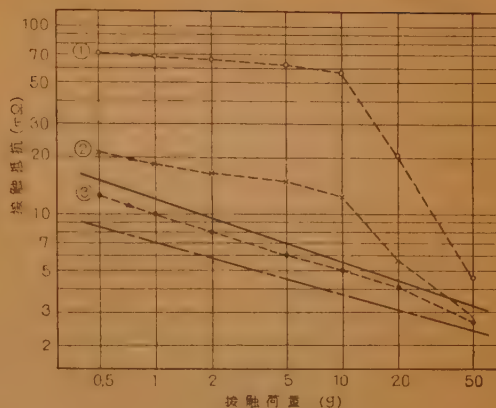
### 3.4 接点用貴金属に対する金めっきの効果

Ag, Pd, GS 合金, PGS 合金に対して 3.1 に述べた ①②③ の処理をした試料の接触抵抗と接触荷重との関係を図9に示す。ただし ③ の金めっき厚さは約  $0.1\mu$  である。同図には Hertz の式を用いて得られる接触半径を用い、めっき層が有る場合および無い場合の集中抵抗の理論計算値も示した。

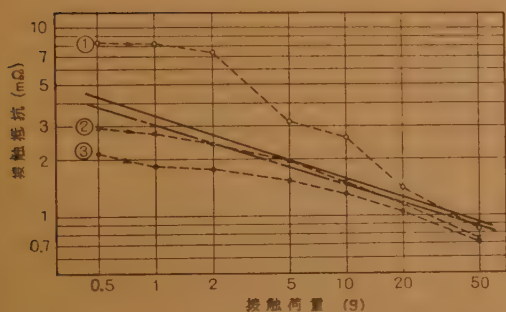
図9に示した4種類の金属では、いずれの場合も③が最も低い抵抗値を示している。つぎに各材料について考察して見よう。Ag の場合には②と③の相異が小さいが、本来 Ag の方が Au より導電率が大で②の方が低い抵抗値を示すはずであるから、③の方が表面清浄であることを示すと考えられる。②③の場合とも実測値が理論値よりも低く特に小さい荷重において著しいことは、接触面の形状が理論で仮定している単一円形と異なるためと推測される。なお Ag の場合、Hertz の式より求めた接触半径は、荷重  $0.5g$  では  $4.41\mu$ ,  $50g$  では  $20.5\mu$  で、めっき層の厚さにくらべてはるかに大きい。Pd の場合には金めっきの効果が Ag の場合より大きい。③の実測値は Ag とは逆に理論値より若干高い。この原因は明らかではないが Pd はめっきが乗り難く、めっき面の金色が薄いことを付記しておこう。接触半径の理論値は荷重  $0.5g$  では  $3.64\mu$ ,  $50g$  では  $16.9\mu$  である。GS 合金は Ag と良く似た挙動を示す。接触半径の理論値は  $0.5g$  では  $4.36\mu$ ,  $50g$  では  $20.2\mu$  である。PGS 合金も Ag と似ているが導電率が小さいために、金めっきの効果は理論的にも実験的にも Ag より大きい。接触半径の理論値は  $0.5g$  で  $4.09\mu$ ,  $50g$  では  $19.0\mu$  である。図9において共通に見られることは、接触荷重が小さい場合には表面処理によって測定値が大きく変化するが、接触荷重が大きい場合にはほぼ同じ値が観測されることである。



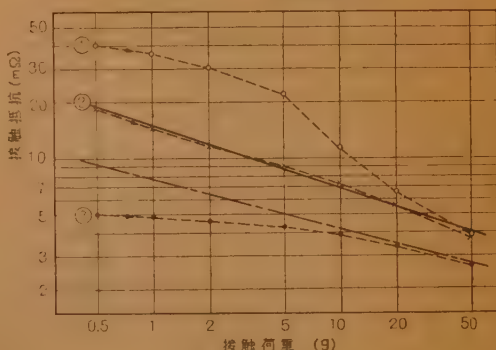
(a) 銀の接触抵抗



(b) パラジウムの接触抵抗



(c) GS合金の接触抵抗



(d) PGS合金の接触抵抗

図9 接点用貴金属の接触抵抗と接触荷重との関係

Fig. 9—Contact-resistance for some precious metals as contacts.

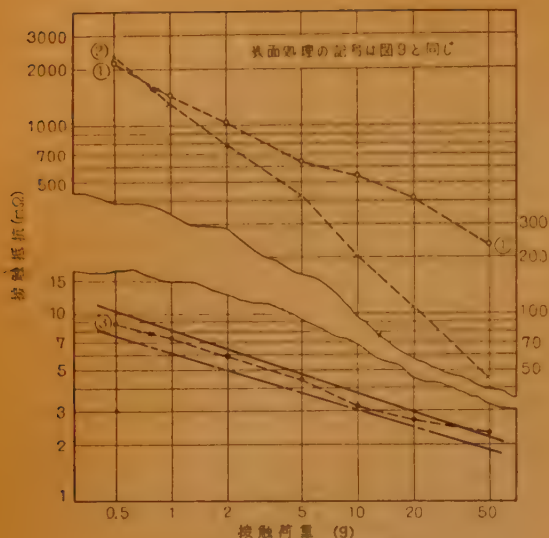
### 3.5 タングステン および 洋白に対する金めっきの効果

W および洋白に対しても前項と同様な測定を行った。W の試料は線引したものではなく、焼結後研磨されたものである。また①②の処理は前項と同様であるが、③の金めっきはWの面に直接行なうことができなかったため、約0.01μの厚さにNiめっきをほどこした後約0.1μの厚さの金めっきを行なった。ただし理論計算ではNiめっき層は無視した。Wにおいては金めっきの効果が特に著しく、図10(a)に示すように0.5gの荷重においては③の抵抗は①および②の約1/200に低下した。しかしWは特に硬い金属であるから、表面のAu層が塑性変形していることが考えられる。接触抵抗の実測値より単一円面接触を仮定したときの接触面積を求め、接触面における平均圧力を計算すると0.5gで約30 kg/mm<sup>2</sup>、50gでは約160 kg/mm<sup>2</sup>となり、Auの硬度を越える値に達しているからAuの層が塑性変形していることは

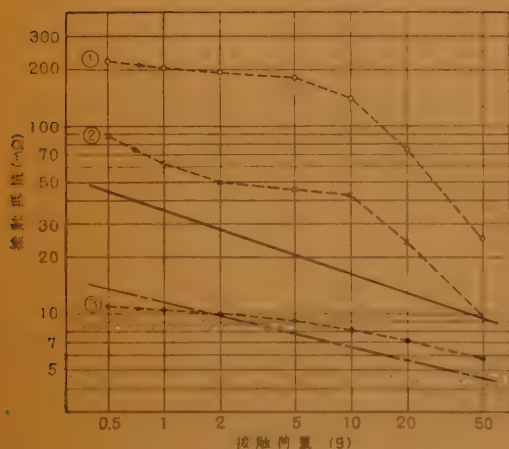
当然推測される。しかしながら接触抵抗の実測値が弾性変形を仮定した理論値とほぼ一致した値を示すことは興味深い。Wの弾性接触における接触半径の理論値は0.5gで2.69μ、50gでは12.5μである。洋白においても金めっきの効果は理論的にも実験的にも著しいが、接触荷重が大きい場合でも①と②の相異が貴金属の場合より著しいことが目につく。弾性接触における接触半径の理論値は0.5gで3.56μ、50gでは16.5μである。

3.4 および 3.5 の実験において、③の試料による測定は今回新たに行なったもので特に低い接触抵抗を示しているが、琢磨用アルミナを用いた②の測定値も従来行なわれているエメリ紙仕上げや、バフ仕上げによる測定値よりは低い値を示している。これまで小接触荷重における接触抵抗は、弾性接触論より推定される値よりはるかに大きいことが知られていたが、本実験によって表面さえ清浄ならばある程度以上精密に仕上げた接点の接触抵抗は、理論値とほぼ一致するもの





(a) タングステンの接触抵抗



(b) 洋白の接触抵抗

図 10 タングステンおよび洋白の接触抵抗と荷重との関係

Fig. 10—Contact-resistance for tungsten and german silver.

であることが明らかとなった。

### 3.6 表面層の変形に関する一考察

解析で得られた結果に Hertz の理論による接触半径を適用することは、弾性接触の場合に表面層の厚さの変化が無視できるとの前提の下に行なわれたものである。この前提について若干の検討を加える。表面層の弾性定数が下地のものと異なる場合は解析が著しく複雑になるので、弾性定数が下地のものと等しい場合について考察して変形の目安を得たい。

表面がなめらかな二円柱が直交して弾性接触する場合の接触面の圧力分布は半球状となるので<sup>(4)</sup>、半無限

体表面に半球状分布荷重があるものを接点のモデルとして解いた式を用いる。接触面の中心の変形前の位置を原点とし、表面に垂直で半無限体の内側に向う  $z$  軸をもつ円柱座標  $(r, \theta, z)$  を用いれば、半無限体内の  $z$  方向の変位  $u_z$  は次式で表わされる<sup>(5)</sup>。

$$u_z = \frac{(1-\nu)p_0}{E} \{2(1-\nu)F_3 a - A_3 z\}$$

ここで  $E$ ; ヤング率  $\nu$ ; ポアソン比

( $E, \nu$  とともに表面層と下地の値が同じとする)

$p_0$ ; 接触面の平均圧力  $a$ ; 接触半径

$$A_3 = \frac{3}{2} \int_0^\infty e^{-\lambda z} J_0(\lambda r) \left\{ \frac{\sin(\lambda a)}{\lambda a} - \cos(\lambda a) \right\} \frac{d\lambda}{\lambda}$$

$$F_3 = \frac{3}{2a} \int_0^\infty e^{-\lambda z} J_0(\lambda r) \left\{ \frac{\sin(\lambda a)}{\lambda a} - \cos(\lambda a) \right\} \frac{d\lambda}{\lambda^2}$$

中心軸上における表面層の厚さが変形により  $d$  から  $d'$  に変化したとすると

$$d - d' = (u_z)_{r=0, z=0} - (u_z)_{r=0, z=d}$$

$$= \frac{3(1-\nu)p}{2E} \left[ a \tan^{-1} \frac{d}{a} - \left\{ \pi \frac{d^2}{2a} - d \left( a + \frac{d^2}{a} \right) \tan^{-1} \frac{d}{a} \right\} \right]$$

$(d-d')/d$  を  $\delta$  とし、これを表面層の変形率とすると  $d \ll a$  ならば

$$\delta = \frac{3(1-\nu)(1-2\nu)p_0}{2E}$$

弾性変形の範囲では一般に  $p_0 \ll E$  であるから  $\delta \ll 1$  である。

実験に用いた試料について  $\delta$  を計算すると、いずれも 0.003 より小さく、表面層の厚さの変化を無視しても差しつかえないと考えられる。ただし塑性変形の場合にはこの考えは適用できない。

## 4. む す び

導電率の異なる表面層を有する清浄な接点の理想化したモデルについてその集中抵抗と接触半径、導電率および表面層の厚さとの関係を解析によって求め、接触荷重との関係に変換して実験値と比較するため、これに Hertz の弾性接触論より得られる接触半径を適用した。金、銀、パラジウム、GS 合金、PGS 合金、タングステンおよび洋白の試料にきわめて薄い金めっきをほどこし、接触荷重と接触抵抗との関係を実測した結果理論値に近い値が得られた。この方法によって得られた結果を要約するとつぎのようになる。

(1) 測定直前にきわめて薄い金めっきをほどこすことによって、空気中では他の処理によるより清浄な表面が得られ集中抵抗測定の一手段として用いる。

(2) 清浄な表面を有する直径 2mm の線引試料は、0.5~50 g の接触荷重では弾性変形を仮定した集中抵抗の理論計算値とはほぼ一致した接触抵抗を示す。

(3) 磨いた接点用貴金属でも小荷重における接触抵抗は、弾性変形を仮定した理論値より一般に著しく高い値を示し、そのバラツキも大きい。その原因は表面に存在する物質によるものであることが確かめられた。

(4) 小接触荷重における接触抵抗は接点の表面処理方法によって大きく変化するが、同一処理を行なった場合でも金属によって特有の差異を示す。したがって、小荷重で接触抵抗の低い接点材料を選択する際には、導電率よりはその表面物質に着目すべきである。

なお金めっきを用いる方法は、小荷重における接触面変形の考察に好都合な手段となろう。

終わりに終始激励して下さった通研早坂次長、伊藤室長に深謝するとともに、数々の助言と討論を惜しまれなかった池谷室長補佐、中野研究主任および電子部品研究室水島研究主任に謝意を表する。

## 文 献

- (1) R. Holm : "Electric Contacts Handbook", (1958).
- (2) P. Kisliuk : B.S.T.J. 37, 4, p 925, (July 1958).
- (3) 谷井, 藤間 : 精密機械 27, 3, p 148, (1961).
- (4) たとえば A.E.H. Love "Mathematical Theory of Elasticity", (1959).
- (5) 伊藤, 谷井 : 通研実報 8, 2, p 216, (1959).

## 付録 1. 式 (5) の数値計算

式 (5) を変形すると

$$F(x) = \sqrt{\frac{\pi a}{2}} \int_0^{\infty} e^{-\lambda x} J_1(\lambda a) J_{1/2}(\lambda a) \lambda^{-1/2} d\lambda \quad (\text{付 1})$$

ここで、つぎの公式を用いる (付録 2 参照)

$$R(a \pm ib \pm ic) > 0, R(\mu) > -1/2, R(\nu) > -1/2$$

ならば

$$\begin{aligned} & \int_0^{\infty} e^{-at} t^{\mu-\nu} J_{\mu}(bt) J_{\nu}(ct) dt \\ &= \frac{(b/2)^{\mu} (c/2)^{\nu} \Gamma(2\mu+1)}{\Gamma(\mu+1) \Gamma(\nu+(1/2)) \Gamma(1/2)} \\ & \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin^{2\nu} \phi d\phi}{(a^2 - 2iac \cos \phi - c^2 \cos^2 \phi + b^2)^{\mu+(1/2)}} \end{aligned} \quad (\text{付 2})$$

したがって式 (付 1) および式 (付 2) より

$$F(x) = \frac{a^2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \phi d\phi}{x^2 - 2iax \cos \phi + a^2 \sin^2 \phi} \quad (\text{付 3})$$

有理化によって

$$\begin{aligned} F(x) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\left\{ \left( \frac{x}{a} \right)^2 + \sin^2 \phi \right\} \sin^2 \phi d\phi}{\left\{ \left( \frac{x}{a} \right)^2 - \sin^2 \phi \right\}^2 + 4 \left( \frac{x}{a} \right)^2} \\ &+ \frac{2i}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\frac{x}{a} \cos \phi \sin^2 \phi d\phi}{\left\{ \left( \frac{x}{a} \right)^2 - \sin^2 \phi \right\}^2 + 4 \left( \frac{x}{a} \right)^2} \end{aligned} \quad (\text{付 4})$$

式 (付 4) の右辺第 2 項の積分は 0 となるから

$$F(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\left\{ \left( \frac{x}{a} \right)^2 + \cos^2 \phi \right\} \cos^2 \phi d\phi}{\left\{ \left( \frac{x}{a} \right)^2 - \cos^2 \phi \right\}^2 + 4 \left( \frac{x}{a} \right)^2}$$

シン普森法によって上式の積分を行なえば図 3 に示す値が得られる。

## 付録 2. 公式 (付 2) の誘導

$$I = \int_0^{\infty} e^{-at} t^{\mu-\nu} J_{\mu}(bt) J_{\nu}(ct) dt \quad \text{とおく}$$

第 1 種ベッセル関数の積分表示の一形式 (注 1)

$$J_{\nu}(z) = \frac{(z/2)^{\nu}}{\Gamma(\nu + \frac{1}{2}) \Gamma(\frac{1}{2})} \int_0^{\pi} e^{iz \cos \theta} \sin^{2\nu} \theta d\theta$$

$$\left[ R(\nu) > -\frac{1}{2} \right]$$

を用いると

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{\infty} dt \cdot e^{-at} t^{\mu-\nu} \cdot \frac{\left( \frac{b}{2} t \right)^{\mu}}{\Gamma(\mu + \frac{1}{2}) \Gamma(\frac{1}{2})} \\ & \int_0^{\pi} e^{ib t \cos \theta} \sin^{2\mu} \theta d\theta \\ & \cdot \frac{\left( \frac{c}{2} t \right)^{\nu}}{\Gamma(\nu + \frac{1}{2}) \Gamma(\frac{1}{2})} \int_0^{\pi} e^{ict \cos \phi} \sin^{2\nu} \phi d\phi \\ I_1 &\equiv \int_0^{\infty} e^{-[a - i(b \cos \theta + c \cos \phi)]t} t^{2\mu} dt \\ &= \frac{\Gamma(2\mu+1)}{[a - i(b \cos \theta + c \cos \phi)]^{2\mu+1}} \quad (\text{注 2}) \\ & \cdot \left[ R(a \pm ib \pm ic) > 0, \mu > -\frac{1}{2} \right] \end{aligned}$$

を用いると

$$I = \frac{\left(\frac{b}{2}\right)^{\mu} \left(\frac{c}{2}\right)^{\nu} \Gamma(2\mu+1)}{\Gamma\left(\mu+\frac{1}{2}\right) \Gamma\left(\nu+\frac{1}{2}\right) \Gamma^2\left(\frac{1}{2}\right)} \cdot \int_0^{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^{2\mu}\theta \sin^{2\nu}\varphi d\theta d\varphi}{[a-ib(\cos\theta+c\cos\varphi)]^{2\mu+1}}$$

$$I = \int_0^{\pi} \frac{\sin^{2\mu}\theta d\theta}{[a-ic\cos\varphi-ib\cos\theta]^{2\mu+1}}$$

$$= \frac{\sqrt{\pi} \Gamma\left(\mu+\frac{1}{2}\right)}{[(a-ic\cos\varphi)^2+b^2]^{\mu+1/2} \Gamma(\mu+1)} \quad (\text{注3})$$

を用いると

$$I = \frac{\left(\frac{b}{2}\right)^{\mu} \left(\frac{c}{2}\right)^{\nu} \Gamma(2\mu+1)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) \Gamma\left(\nu+\frac{1}{2}\right) \Gamma(\mu+1)} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin^{2\nu}\varphi d\varphi}{(a^2-2iac\cos\varphi-c^2\cos^2\varphi+b^2)^{\mu+1/2}} \quad (\text{注4})$$

が求められる。

(注1)：Watson: "Theory of Bessel Function", p 48.

(注2)：岩波全書, "数学公式集 I", p 264.

(注3)：W. Gröbner u. N. Hofreiter: "Integral Tafel", p 105.

(注4)：Watson: "Theory of Bessel Function", p 390  
にこれと異なる表示があるが誤植と考えられる。

(昭和 36 年 1 月 12 日)

UDC 537.311.33 : 537.222

## 半導体の空間電荷領域における Llewellyn-Peterson 方程式\*

正 員 吉 村 久 乗

(電気通信研究所)

**要約** 本論文は空間電荷領域において、キャリアの存在によって生じる空間電荷の問題を扱ったものである。空間電荷領域では、ドリフトが主体となる単極電流を扱うことになるが、この場合には真空管との非常な類似性がある。まず  $p-n-p$  構造のダイオードで、 $n$  領域が punch through されている場合を考えると、このときに注入される正孔は  $n$  領域における空間電荷によって制限される。これは空間電荷制限放射であって、真空管の Llewellyn-Peterson 方程式に対応する方程式がえられる。つぎに  $p-n-p$  三極トランジスタ構造を考えれば、ベース・コレクタ間の空間電荷層中に注入される正孔量は、エミッタ電流と空間電荷層中の空間電荷とによって定まる。エミッタ電流零の極限では、空間電荷層中へ注入される正孔はエミッタ電流によって制限をうけ、これは真空管の温度制限放射に相当するものである。本論文ではこれをエミッタ電流制限放射と呼んだが、これは上述の半導体における Llewellyn-Peterson 方程式の電流零の極限になっている。ある正孔走行角で空間電荷層は負性抵抗を示すから、直流制御電極としてのエミッタを有する負性抵抗ダイオードも考えられる。

### 1. 序 言

半導体内における電荷の流れは電流保存の方程式、拡散方程式および Poisson 方程式の連立によって解くのであるが、これはまず荷電粒子の分布を計算し、それから種々の特性を求めるという方法である。最近トランジスタの高周波化に伴って空間電荷領域の占める役割が重要になって来たが<sup>(1)(2)</sup>、このように単極的なドリフト電流が主要な役割を果たしている場合には、真空管との類似性が極めて有用になって来る。

本論文ではキャリアは正孔であるとするが、正孔は

電界中で運動方程式にしたがって電界方向に加速され衝突をくりかえす。充分多くの衝突を繰返した後では、正孔の電界方向の速度は  $\mu E$  になる。衝突時間は通常  $10^{-13}$  秒の程度であるから、 $\omega \ll 10^{11}$  の周波数に対しては、電界方向の成分を問題にする限り、個々の正孔の速度がドリフト速度に等しいと考えてもよい。そうすれば正孔の運動方程式は

$$\frac{dx}{dt} = \mu E$$

で与えられることになる。この方程式をもとにして、真空管における Llewellyn<sup>(3)</sup>方程式に対応する方程式を導き、それから半導体における Llewellyn-Peterson 方程式が求まる。この方法では  $t$  が独立変数となっているが、正孔分布を求めてそれから特性を計算する方法に対しては、 $t$  は補助変数の役をしている。

\* Llewellyn-Peterson Equation in Semiconductor Space Charge Region. By HISANORI YOSHIMURA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3347]



本論文では、まず  $p-n-p$  構造のダイオードを考え、 $n$  領域を punch through させた場合を扱う。このときに空間電荷領域中へ注入される正孔は  $n$  領域中の空間電荷によって制限をうける。これは真空管の空間電荷制限放射に対応するもので、直流における電圧対電流特性はすでに Shockley らによって計算がなされている<sup>(4)(8)</sup>が、キャリア走行時間が問題となる程度の周波数について計算すれば、真空管における Llewellyn-Peterson 方程式<sup>(2)</sup>と類似の式を導くことができる。Shockley は直流で拡散をも考慮した場合も扱っているが、これによると拡散の影響はわずかなので、高周波の場合にも拡散を省略した結果は、かなりの範囲で有用なものであろう。

通常のトランジスタ構造のものでは、 $n$  が punch through していないので、ベース領域では注入された少数キャリアの電荷は、ベース端子より追加される多数キャリアの電荷によってほとんど打消されているから、注入される正孔を制限するものはエミッタ電流である。この場合注入された正孔はベース内を拡散して空間電荷層端に到達し、ここから電界で加速されてコレクタ側  $p$  領域に入るのであるが、この際空間電荷層内の正孔の運動によって誘導電流を生ずる。これはエミッタ電流零の極限では真空管の過度制限放射に相当するものであり、本論文ではエミッタ電流制限放射と呼ぶことにする。

## 2. 空間電荷制限放射

図 1 のような  $p-n-p$  ダイオードを考えて以下の仮定をする

(i)  $p$  領域は  $n$  領域に対して充分比抵抗が低くて空間電荷層は  $p$  領域内には入らない。

(ii) 対流電流は正孔のドリフト電流のみとする。

(iii) ドリフト速度は  $\mu E$

で、 $\mu$  (移動度) は電界、周波数に対して一定である。

(iv) 小信号。

また各量に対して添字は  $D$ : 直流分、添字なしが交流分、 $T$ : 直流分+交流分、 $a$ : エミッタ側基準面、 $b$ : コレクタ側基準面を示すものとする。



図 1 Punch through  
ダイオード  
Fig. 1—Punch through  
diode.

全電流  $I_T$  は正孔のドリフト電流と変位電流との和であるから

$$I_T = q \mu p_T E_T + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (1)$$

電荷密度  $\rho$  は電子を無視しているから

$$\rho_T = q(p_T + N_d) \therefore q p_T = \rho_T - q N_d \quad (2)$$

式 (2) を用いて式 (1) の  $p_T$  を  $\rho_T$  に書きかえ、Poisson 方程式を用いると

$$I_T = \mu E_T (\epsilon \operatorname{div} E_T - q N_d) + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t}$$

$$E_T = \frac{1}{\mu} \frac{dr}{dt} \text{ を用い, } \frac{\partial E}{\partial t} = \frac{\partial E_T}{\partial t} \text{ であることを考慮して}$$

$$I_T = \frac{dr}{dt} \left( \frac{\epsilon}{\mu} \operatorname{div} \frac{dr}{dt} - q N_d \right) + \frac{\epsilon}{\mu} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dr}{dt} \right)$$

以後、一次元を考えると

$$I_T = \frac{\epsilon}{\mu} \left( \frac{dx}{dt} \cdot \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{dx}{dt} \right) + \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dx}{dt} \right) \right) - q N_d \frac{dx}{dt}$$

$$= \frac{\epsilon}{\mu} \frac{d^2 x}{dt^2} - q N_d \frac{dx}{dt} \quad (3)$$

$q N_d \mu / \epsilon \equiv \omega_r$  とかくと式 (3) は

$$\frac{d^2 x}{dt^2} - \omega_r \frac{dx}{dt} = \frac{\mu}{\epsilon} I_T = \frac{\mu}{\epsilon} (I_D + I e^{i\omega t}) \quad (4)$$

式 (4) は真空中における Llewellyn の式<sup>(3)</sup>、

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{q}{m \epsilon} I_T$$

に相当する基本方程式である。

たとえば depletion layer transistor のような場合にはエミッタは空乏層内にあるので、エミッタから注入された正孔は初速度をもつ。このように  $x=0$  が  $n$ -領域内にある場合には、初速度の直流分および交流分を  $u_a, v_a$  とかくと、式 (4) の解は

$$x = \left[ \frac{1}{\omega_r} \left( u_a + \frac{\mu I_D}{\epsilon \omega_r} \right) e^{\omega_r(t-t_a)} - \left( u_a + \frac{\mu I_D}{\epsilon \omega_r} \right) \frac{1}{\omega_r} - \frac{\mu I_D}{\epsilon \omega_r} (t-t_a) \right]$$

$$+ \left[ \left\{ \frac{1}{\omega_r} \left( v_a + \frac{\mu I}{\epsilon \omega_r} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} \right) e^{\omega_r(t-t_a)} + \frac{\mu I}{\epsilon \omega_r} \frac{1}{i\omega} - \frac{v_a}{\omega_r} \right\} e^{i\omega t_a} - \frac{\mu I}{\epsilon \omega_r} \frac{1}{i\omega} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} e^{i\omega t} \right] \quad (5)$$

$$\dot{x} = \left[ \left( v_a + \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right) e^{i\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right] + \left[ \left\{ v_a + \frac{\mu I}{\varepsilon \omega_r} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} \right\} e^{i\omega t_a} e^{i\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu I}{\varepsilon \omega_r} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} e^{i\omega t} \right] \quad (5)'$$

直流走行時間  $T$  は,  $a, b$  電極間距離を  $d$  として

$$d = \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r^2} \right) (e^{i\omega_r T} - 1 - \omega_r T) + \frac{u_a}{\omega_r} (e^{i\omega_r T} - 1) \quad (6)$$

また  $a, b$  間の直流電圧  $V_{Da} - V_{Db}$  は

$$\begin{aligned} V_{Da} - V_{Db} &= \frac{1}{\mu} \int_{t_b}^{t_a} (\dot{x})_D dt \\ &= \frac{1}{\mu} \left( u_a + \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right)^2 \frac{1}{2\omega_r} (e^{2i\omega_r T} - 1) \\ &\quad - \frac{2}{\mu} \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right) \left( u_a + \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right) \frac{1}{\omega_r} (e^{i\omega_r T} - 1) \\ &\quad + \frac{1}{\mu} \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right)^2 T \end{aligned} \quad (7)$$

$x=0$  がエミッタ側  $p-n$  接合面と一致しているときには  $u_a=0$  であるから式 (6), (7) は

$$d = \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r^2} \right) (e^{i\omega_r T} - 1 - \omega_r T) \quad (6)'$$

$$\begin{aligned} V_{Da} - V_{Db} &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right)^2 \left[ \frac{1}{2\omega_r} (e^{2i\omega_r T} - 1) - \frac{2}{\omega_r} (e^{i\omega_r T} - 1) + T \right] \end{aligned} \quad (7)'$$

となるが, これは Shockley が導いた結果<sup>(4)</sup>と一致する. 式 (6)', (7)' から  $T$  を消去して  $V_{Da} - V_{Db}$  対  $x$  の関係を求めると Poisson 方程式

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{q}{\varepsilon} (N_d + p)$$

から得た結果と一致する (付1).

交流分が存在するときの走行時間と直流走行時間  $T$  との差は小さいとして

$$\tau = t - t_a = T + \Delta$$

とおくと

$$e^{i\omega t_a} = e^{i\omega t} e^{-i\omega T} (1 - i\omega \Delta) \quad (8)$$

式 (8) を式 (5) に入れ, 両辺から式 (6)' を引くと (交流分の二乗以上の項を無視する)

$$\begin{aligned} \Delta \partial e^{i\omega t} &= \left\{ \frac{1}{\omega_r} \left( v_a + \frac{\mu I}{\varepsilon \omega_r} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} \right) e^{i\omega_r T} + \frac{\mu I}{\varepsilon \omega_r} \frac{1}{i\omega} - \frac{v_a}{\omega_r} \right\} e^{-i\omega T} + \frac{\mu I}{\varepsilon \omega_r} \frac{1}{i\omega} \frac{1}{1-i\omega/\omega_r} e^{i\omega t} \\ &\quad - \left( u_a + \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \right) e^{i\omega_r T} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} \end{aligned} \quad (9)$$

電圧を求むるには,  $t$  を一定とする条件のもとで, 電界を積分して

$$\begin{aligned} (V_{Da} - V_{Db}) + (V_a - V_b) e^{i\omega t} &= \frac{1}{\mu} \int_b^a \left( \frac{dx}{dt} \right) \partial x = \frac{1}{\mu} \int_0^\tau \left\{ \frac{dx}{dt}(\tau) \frac{dx}{d\tau} \right\} d\tau \end{aligned}$$

この両辺から (7)' の両辺を引き去り, (9) を入れて  $V_a - V_b$  を求めると  $\theta_r = \omega_r T$ ,  $\theta = \omega T$  において

$$\begin{aligned} V_a - V_b &= \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^2} \right) I \left[ (e^{i\theta_r} - 1) + \frac{i\theta \theta_r}{\theta_r - i\theta} \right. \\ &\quad \left. - (e^{i\theta_r - i\theta} - 1) \frac{\theta_r^2}{(\theta_r - i\theta)^2} \right] \frac{\theta_r}{i\theta} \\ &\quad - \frac{u_a v_a}{\mu \omega_r} \frac{\theta_r}{\theta_r - i\theta} (e^{i\theta_r - i\theta} - 1) \\ &\quad - u_a \frac{I}{\varepsilon \omega_r^2} \frac{\theta_r}{i\theta} (e^{i\theta_r} - 1) \\ &\quad - u_a \frac{I}{\varepsilon \omega_r^2} \frac{\theta_r}{i\theta (\theta_r - i\theta)} (e^{i\theta_r - i\theta} - 1) \end{aligned} \quad (10)$$

が得られる. 正孔電流 (DC+AC) を  $i_T$  とすると

$$\begin{aligned} i_T = i_D - i e^{i\omega t} &= I_T - \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} \\ &= I_T - \frac{\varepsilon}{\mu} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dx}{dt} \right) \end{aligned}$$

$i_D = I_D$  であるから

$$i e^{i\omega t} = I e^{i\omega t} - \frac{\varepsilon}{\mu} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dx}{dt} \right) \quad (11)$$

$a$ -面においては式 (11) は

$$\begin{aligned} i_a &= I - \frac{\varepsilon}{\mu} i \omega v_a \\ \therefore v_a &= (I - i_a) \frac{\mu}{\varepsilon} \frac{1}{i\omega} \end{aligned} \quad (12)$$

$b$ -面では

$$\begin{aligned} i_b &= I - \frac{\varepsilon}{\mu} i \omega (\dot{x})_b \\ &= \frac{I}{1 - i\omega/\omega_r} - i\omega \left[ \left( \frac{\varepsilon}{\mu} \omega_r u_a + I_D \right) e^{i\theta_r \delta} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\varepsilon}{\mu} v_a e^{i\theta_r - i\theta} + \frac{1}{\omega_r} \frac{I}{1 - i\omega/\omega_r} e^{i\theta_r - i\theta} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

式 (10), (13) に式 (12) を入れて整理すると,

$$\begin{aligned} V_a - V_b &= \frac{A^* I + B^* i_a}{i_b - C^* I - D^* i_a} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
 A^* &= \left( \frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^3} \right) \left[ \frac{\theta_r i \theta}{\theta_r - i \theta} + (e^{\theta_r} - 1) \right. \\
 &\quad \cdot \left( 1 + u_a \frac{\varepsilon \omega_r}{\mu I_D} \right) - (e^{\theta_r - i \theta} - 1) \\
 &\quad \cdot \frac{\theta_r^2}{(\theta_r - i \theta)^2} \left. \right] \frac{\theta_r}{i \theta} \\
 B^* &= -u_a \frac{1}{\varepsilon \omega_r^2} \frac{\theta_r}{\theta_r - i \theta} \frac{\theta_r}{i \theta} (e^{\theta_r - i \theta} - 1) \\
 C^* &= \frac{1}{\left( u_a \frac{\varepsilon \omega_r}{\mu I_D} + 1 \right) e^{\theta_r} - 1} \frac{\theta_r}{\theta_r - i \theta} \\
 &\quad \cdot (e^{\theta_r - i \theta} - 1) \\
 D^* &= \frac{u_a}{\left( u_a \frac{\varepsilon \omega_r}{\mu I_D} + 1 \right) e^{\theta_r} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r}} e^{\theta_r - i \theta}
 \end{aligned}$$

これは真空管における Llewellyn-Peterson 方程式<sup>(1)</sup>に相当する。

$x=0$  がエミッタ側  $p$ - $n$  接合面と一致しているときには  $u_a=0$  であるから、インピーダンス  $Z=A^*=R+iX$  は

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^3} \frac{\theta_r}{1 + (\theta/\theta_r)^2} \left[ \left( 1 + e^{\theta_r} \frac{\theta_r^2 - \theta^2}{\theta_r^2 + \theta^2} \right. \right. \\
 &\quad \cdot \frac{\sin \theta}{\theta} \left. \right) - 2 \frac{\theta_r}{\theta_r^2 + \theta^2} (e^{\theta_r} \cos \theta - 1) \left. \right] \\
 X &= \frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^3} \theta_r \left[ \frac{1}{\theta} \left\{ \frac{\theta_r^2 - \theta^2}{\theta_r^2 + \theta^2} \frac{1}{1 + (\theta/\theta_r)^2} \right. \right. \\
 &\quad \cdot (e^{\theta_r} \cos \theta - 1) - (e^{\theta_r} - 1) \left. \right\} \\
 &\quad + \frac{1}{1 + (\theta/\theta_r)^2} \left\{ \frac{\theta}{\theta_r} + 2 \frac{\theta_r}{\theta_r^2 + \theta^2} \right. \\
 &\quad \cdot e^{\theta_r} \sin \theta \left. \right\} \left. \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

$\omega_r \rightarrow 0$  すなわち  $p$ - $i$ - $p$  構造では直流における小信号時の内部抵抗を  $r_0$  とすると

$$\begin{aligned}
 R &= 6 r_0 \frac{1}{\theta^3} [\theta - \sin \theta] \\
 X &= 3 r_0 \frac{1}{\theta^3} [-\theta^2 + 2(1 - \cos \theta)] \\
 r_0 &\equiv \frac{\mu I_D T^2}{6 \varepsilon^2}
 \end{aligned} \quad (16)$$

となる。また  $\omega \rightarrow 0$  では

$$\begin{aligned}
 R_0 &= \frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^3} [\theta_r (1 + e^{\theta_r}) - 2(e^{\theta_r} - 1)] \\
 &= 6 r_0 \frac{1}{\theta_r^3} [\theta_r (1 + e^{\theta_r}) - 2(e^{\theta_r} - 1)]
 \end{aligned}$$

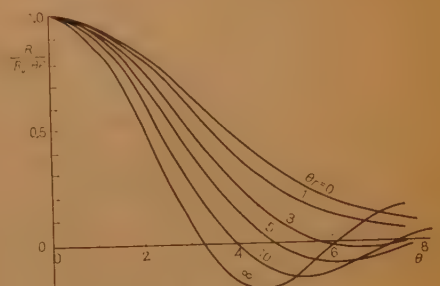
$$\begin{aligned}
 X_0 &= -\frac{\mu I_D}{\varepsilon^2 \omega_r^3} \theta \left[ \frac{1}{2} \theta_r e^{\theta_r} - 2 e^{\theta_r} \right. \\
 &\quad \left. + 3 \frac{1}{\theta_r} (e^{\theta_r} - 1) - 1 \right] \\
 &= -6 r_0 \frac{1}{\theta_r^3} \theta \left[ \frac{1}{2} \theta_r e^{\theta_r} - 2 e^{\theta_r} \right. \\
 &\quad \left. + 3 \frac{1}{\theta_r} (e^{\theta_r} - 1) - 1 \right] \quad (17)
 \end{aligned}$$

このときの容量分は

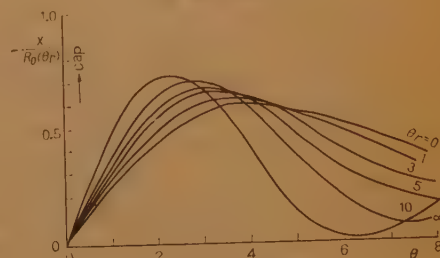
$$C = \begin{cases} \frac{3}{4} \left( \frac{\varepsilon}{W} \right) & \theta_r \rightarrow 0 \\ \frac{1}{2} \left( \frac{\varepsilon}{W} \right) & \theta_r \rightarrow \infty \end{cases}$$

電極間静電容量は  $\varepsilon/W$  であるから、正孔注入によって容量分は減少している。

図2(a),(b)に式(15)を式(17)の  $R_0(\theta_r)$  で正規化してグラフに示す。 $R$ はある正孔走行角で負になることがある。



(a) 抵抗分



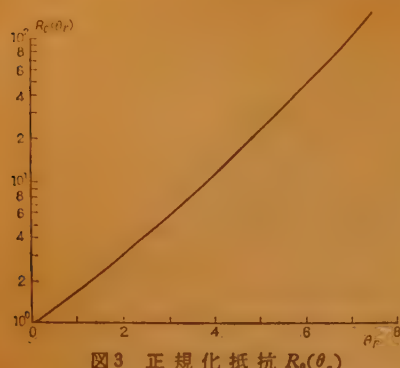
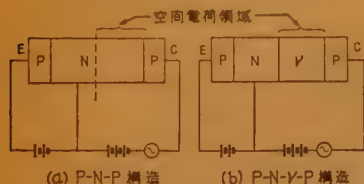
(b) リアクトランス分

図2 インピーダンスと正孔走行角との関係  
Fig. 2—Impedance vs hole transit angle of punch through diode.

### 3. エミッタ電流制限放射

ここでエミッタ電流制限放射というのは、厳密には空間電荷が全く存在しないつまり電流零の極限の場合で、真空管の陰極温度制限領域に相当するものである。トランジスタではエミッタ電流が真空管の陰極温



図3 正規化抵抗  $R_0(\theta_F)$ Fig. 3—Normalizing factor of impedance  $R_0(\theta_F)$ .

(a) P-N-P 構造

(b) P-N-V-P 構造

図4 エミッタ電流制限放射を考慮するときのモデル  
Fig. 4—Structure models of emitter current limited emission.

度に相当し、この場合には通常の三極トランジスタ構造を考慮して、ベース側空間電荷層端を陰極とみなし、コレクタ側層端を陽極とみなす真空管と同じように考えてよい。すなわちエミッタ電流を一定に保っておいて、ベース・コレクタ間の特性を問題にしようというわけである。

図4(a)は通常の三極トランジスタであるが、コレクタ側  $p-n$  接合部に生じる空乏層の厚さは、コレクタにかかる全電圧 (DC+AC) で変化する。さらに空乏層のベース側端では電界は徐々に零となり (非空間電荷ベース領域の電位降下を無視すると)、この付近では拡散電流とドリフト電流との変換が行なわれている。このような領域を仮りに遷移領域と呼ぶことにする。大体の計算によると正孔がこの遷移領域を通過するに要する時間は  $C \cdot R$  緩和時間の程度であって、これは正孔が残りの空乏層中をドリフトによって通過する時間に比べて無視できない。したがって 図4(a) のような構造のものに対しては、ベース・コレクタ間交流特性は非常に複雑なものとなる。

ここでは、エミッタ電流制限放射を上述のような複雑な事情と切り離して扱えるようにするために、図4(b) のような構造を考えることにする。すなわち、ベースは高伝導度領域  $n$  と低伝導度領域  $v$  とに分かれていて、コレクタ直流電圧によって  $v$  領域が punch through をおこしている。 $n, p$  内に広がる空間電荷

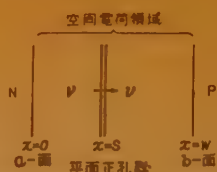


図5 空間電荷領域中を進行する平面正孔群のモデル

Fig. 5—A model of plane hole pulse travelling in a space charge region.

層は無視する。

まず、空間電荷層中を運動している正孔によって誘起される電流を計算する。いま図5で  $x=s$  において、 $v$  なる速度でコレクタへ向かって進行する平面正孔群

$$p = N\delta(x-s) \quad (18)$$

を考える。このとき空間電荷層中における空間電荷密度  $\rho$  は

$$\rho = qN_d + qN\delta(x-s)$$

( $N_d$  は  $v$  のドナー密度)

であるから Poisson 方程式は

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} = -\frac{q}{\epsilon} N_d - \frac{q}{\epsilon} N\delta(x-s) \quad (19)$$

$n$  側端の電位を零、 $p$  側端を  $-V$  とすると、式 (19) より

$$\left(\frac{\partial \psi}{\partial x}\right)_{x=W} = -\frac{q}{2\epsilon} N_d W - \frac{qN}{\epsilon} - \frac{V}{W} + \frac{qN}{\epsilon W} (W-s)$$

が得られる。したがって誘起電流  $i$  は

$$i = \epsilon \frac{\partial E_{x=W}}{\partial t} = \frac{qN}{W} \frac{ds}{dt} = \frac{qN}{W} v \quad (20)$$

これは真空中を運動する電子の場合と同じ形である。

エミッタ電流制限放射状態におけるアドミタンスは図5で  $a$ -面から  $b$ -面にわたる全正孔によって誘起される電流を加え合わせるることによって得られる。これはある平面正孔群が  $a$  面を出発する時刻  $t_a$  で、式 (20) を積分することによって行なわれる。エミッタ電流制限放射は電流零の極限であるから、空間電荷層中にある正孔密度は非常に少なく、正孔の運動に関しては他の正孔による電界の変化の影響を受けないものとする。この点は真空管の温度制限放射の場合と全く同様である。したがって正孔に作用する電界は正孔注入のない場合と同じであるから、電界は

$$E_D(x) + E(x)e^{i\omega t} = E_0 e^{i\omega t} + E_{AD} + \frac{qN_d}{\epsilon} x \quad (21)$$

これを積分して

$$E_{aD} + E_a e^{i\omega t} = \{ (V_{aD} - V_{bD}) + (V_a - V_b) e^{i\omega t} \} \frac{1}{W} - \frac{qN_d}{2\epsilon} W \quad (22)$$

式(22)を式(21)に入れて

$$\left. \begin{aligned} (V_{aD} - V_{bD}) - \frac{\omega_r}{2\mu} W^2 &\equiv V_D^* \\ V_a - V_b &\equiv V \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

とおくと

$$\frac{1}{\mu} \frac{dx}{dt} = E_D(x) + E(x) e^{i\omega t} = \left( \frac{qN_d}{\epsilon} x + \frac{V_D^*}{W} \right) + \frac{V}{W} e^{i\omega t}$$

$$\therefore \frac{dx}{dt} - \omega_r x = \frac{\mu V_D^*}{W} + \frac{\mu V}{W} e^{i\omega t} \quad (24)$$

が得られる。式(24)をとき、 $t=t_a$ で $x=0$ とおくと

$$x = \left( \frac{\mu V_D^*}{W \omega_r} + \frac{\mu V}{W} \frac{1}{\omega_r - i\omega} e^{i\omega t_a} \right) e^{\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu V}{W} \frac{1}{\omega_r - i\omega} e^{i\omega t} - \frac{\mu V_D^*}{W \omega_r} \quad (25)$$

$$\dot{x} = \left( \frac{\mu V_D^*}{W} + \frac{\mu V}{W} \frac{\omega_r}{\omega_r - i\omega} e^{i\omega t_a} \right) e^{\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu V}{W} \frac{i\omega}{\omega_r - i\omega} e^{i\omega t} \quad (26)$$

式(20)により走行時間を $\tau$ として積分すると

$$I_D + I e^{i\omega t} = \frac{qN}{W} \int_{t_a=t-\tau}^{t_a=t} \dot{x} dt_a$$

より

$$I_D = \frac{qN}{W} \frac{\mu V_D^*}{W \omega_r} (e^{\omega_r T} - 1) = qN \quad (27)$$

$$I = V \frac{I_D \mu}{W^2} \frac{i\omega}{\omega_r - i\omega} \left[ \frac{1}{\omega_r - i\omega} (e^{\omega_r T} e^{-i\omega T} - 1) - T \right] \quad (28)$$

また式(25)より

$$W = \frac{\mu V_D^*}{W \omega_r} (e^{\omega_r T} - 1) \quad (29)$$

がえられる。 $\theta \equiv \omega T$ ,  $\theta_r \equiv \omega_r T$ とおくと

$$V_D^* = \frac{2(V_{aD} - V_{bD})}{e^{\theta_r} + 1} \quad (30)$$

であるから、アドミタンスは

$$Y = g_D \frac{1}{2} \frac{e^{\theta_r} + 1}{e^{\theta_r} - 1} \frac{i\theta \cdot \theta_r}{(\theta_r - i\theta)^2} [ (e^{\theta_r - i\theta} - 1) - (\theta_r - i\theta) ] \quad (31)$$

$$(g_D \equiv I_D / V_{aD} - V_{bD})$$

となる。コンダクタンス分  $G$  およびサセプタンス分  $B$  を求めると

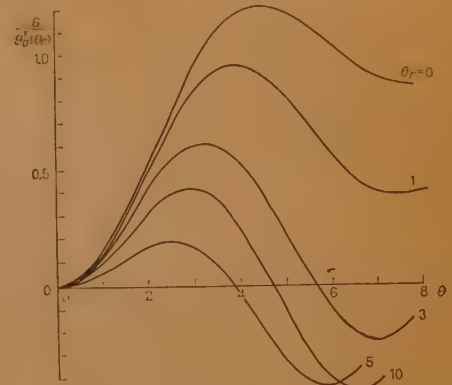
$$G = \frac{1}{2} g_D \frac{e^{\theta_r} + 1}{e^{\theta_r} - 1} \frac{\theta \cdot \theta_r}{(\theta_r^2 + \theta^2)^2} [ (\theta_r^2 - \theta^2) \cdot (e^{\theta_r} \sin \theta - \theta) - 2\theta \cdot \theta_r (e^{\theta_r} \cos \theta - 1 - \theta_r) ] \quad (32)$$

$$B = \frac{1}{2} g_D \frac{e^{\theta_r} + 1}{e^{\theta_r} - 1} \frac{\theta \cdot \theta_r}{(\theta_r^2 + \theta^2)^2} [ (\theta_r^2 - \theta^2) \cdot (e^{\theta_r} \cos \theta - 1 - \theta_r) + 2\theta \cdot \theta_r (e^{\theta_r} \sin \theta - \theta) ] \quad (33)$$

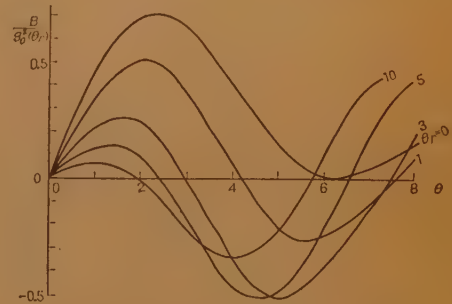
図をかく便宜上、図6(a), (b)には  $G, B$  を

$$g_D^* \equiv \frac{I_D}{V_D^*} = \frac{1}{2} g_D (e^{\theta_r} + 1) \quad (34)$$

で正規して示す。



(a) コンダクタンス分

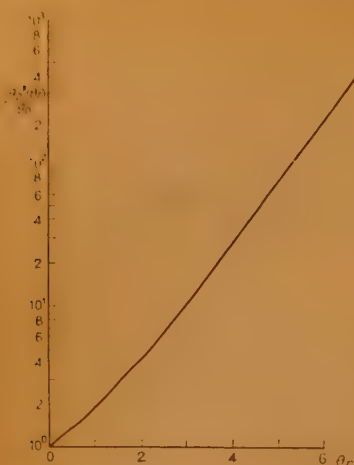


(b) サセプタンス分

図6 アドミタンスと正孔走行角との関係  
Fig. 6—Admittance vs. hole transit angle of emitter current limited emission.

#### 4. 空間電荷制限放射とエミッタ電流制限放射との関連

完全な空間電荷制限状態にあつては、正孔初速度は零である。(この場合にも、エミッタ付近では拡散とドリフトとが共に無視できないような遷移領域が生じているが、これは無視してドリフト領域のみ考えている)しかし、エミッタが空間電荷層内にあれば初速度

図7 正規化コンダクタンス  $g_D^*(\theta_r)$ Fig. 7—Normalizing factor of admittance  $g_D^*(\theta_r)$ .

$u_a$  は零でなく、前節の式 (14) はこのような場合について求めたものであった。この式 (14) は実は空間電荷制限放射とエミッタ電流制限放射とを含む一般的な状態で成り立つものである。すなわち図 4 (b) のような構造で直流電流を零から次第に増して行くと、空間電荷層内の正孔密度が増して純粋なエミッタ電流制限放射と空間電荷制限放射との中間の状態になり、さらに直流電流をませば、空間電荷制限放射状態における直流電流値に達して、ここで  $a$  面における電界は零となり、電流は飽和状態に達するのである。この事情は真空管におけると同様である。

式 (6) で  $d \rightarrow W$  とかきかえると

$$u_a = W \frac{\omega_r}{e^{\theta_r} - 1} - \frac{\mu I_D}{\epsilon \omega_r} \frac{e^{\theta_r} - \theta_r - 1}{e^{\theta_r} - 1} \quad (35)$$

これを式 (14) の  $A^*$  に入れると

$$A^* = \left( \frac{\mu I_D}{\epsilon^2 \omega_r^3} \right) \frac{\theta_r}{i \theta} \left[ \frac{\epsilon \omega_r^2}{\mu I_D} W + \frac{\theta_r^2}{\theta_r - i \theta} - \frac{(e^{\theta_r} - 1)}{(\theta_r - i \theta)^2} \right] \quad (36)$$

$W$ ,  $I_D$ ,  $V_{Da} - V_{Db}$  が与えられれば (7) より  $T$  が求まるから、式 (36) で一般的な状態におけるインピーダンスが得られる。アドミタンスは

$$\frac{1}{A^*} = \frac{\epsilon^2 \omega_r^3}{\mu I_D} \frac{i \theta}{\theta_r} \left\{ \frac{\epsilon \omega_r^2}{\mu I_D} W + R_e(S) \right\}^2 + \{ I_m(S) \}^2 \quad (37)$$

$$\text{ただし } S \equiv \frac{\theta_r^2}{\theta_r - i \theta} - \frac{(e^{\theta_r} - 1)}{(\theta_r - i \theta)^2}$$

$I_D \rightarrow 0$  のときには式 (37) は

$$\left( \frac{1}{A^*} \right)_{I_D \rightarrow 0} = i \omega \frac{\epsilon}{W} + \frac{\mu I_D}{\omega_r W^2} \frac{i \theta \theta_r}{(\theta_r - i \theta)^2} \cdot [(e^{\theta_r} - 1) - (\theta_r - i \theta)] \quad (38)$$

となるが、これは式 (28) から明らかなごとく、エミッタ電流制限放射状態における正孔アドミタンスと電極間容量アドミタンスとの和になっている。

## 5. 真空管との比較

真空管における Llewellyn-Peterson 方程式では、方程式に必要な諸量をすべて電子走行時間  $\tau$ 、空間電荷係数  $k$ 、 $a$  面および  $b$  面における直流速度  $u_a, u_b$  で表わすことができる。いま一例として  $a$  面を陰極に  $b$  面を陽極にとれば電界が決定するのは加速度であって初速度は陰極温度で決まり、また最終速度  $u_b$  も  $a, b$  間の電位差だけで決定されて電流には関係しない。であるから陽極陰極間の直流電圧と陰極温度とが等しければ、空間電荷係数  $k$  とは無関係に  $u_a, u_b$  は一定である。これは真空中では電子のエネルギーが保存される結果である。しかし半導体の場合には  $u_a, u_b$  を決定するのはエネルギーではなくて電位分布であるから、 $u_a, u_b$  は  $\tau$  と同様に電流と共に変化する。たとえば  $\omega_r \rightarrow 0$  の場合には、

$$\begin{aligned} \frac{\tau}{T} &= \frac{3}{4} & \tau: \text{エミッタ電流制限における走行時間} \\ T: \text{空間電荷制限における走行時間} \\ \frac{u_b}{U_b} &= \frac{2}{3} & u_b: \text{エミッタ電流制限における最終速度} \\ U_b: \text{空間電荷制限における最終速度} \end{aligned}$$

である。したがって、半導体の放射様式を考えるとときには、走行時間の比をもって定義される空間電荷係数は意味がなく、直接流れている直流電流  $I_D$  と空間電荷制限状態で流れうる最大電流  $I_m$  の比を考えるのがよい。

## 6. 結言および謝辞

本論文は、空間電荷領域におけるキャリアによる空間電荷の問題を論じたものである。このようにドリフトが主体となる単極の電流を扱うには真空管との類似性が非常によい援けとなるものである。空間電荷制限放射における“Child's law analogue”は Shockley らが直流において求めたものであったが、ここでは電流を構成する荷電粒子の運動に着目して、それによって交流特性を導き、半導体における Llewellyn-Peterson 方程式を得た。さらに真空管の温度制限領域における電子放射様式がトランジスタの場合にも存在すること



を指摘して、これを“エミッタ電流制限放射”と呼び、一般的な場合の電流零の極限になっていることを証明した。

いずれの場合にも、ある正孔走行角において負性抵抗が生じるので、これを発振、増幅に利用することも考えられる。

なお本論文は、筆者が東京大学工学部在中に行なった研究の一部であって、御指導を賜った東京大学工学部阪本教授、柳井教授、宇都宮助教授並びに菅野助教授、また種々貴重なる御助言と御検討をいただいた東京大学生産技術研究所安達助教授、尾上助教授、東京大学工学部電気工学科高周波研究室各位に深甚なる謝意を表する次第である。

## 文 献

- (1) W.W. Gärtner: "Design theory for depletion layer transistors", I.R.E. **45**, p 392 (Oct. 1957).
- (2) H. Statz and R.A. Purcel: "The spacistor; a new class of high-frequency semi-conductor devices", I.R.E. **45**, p 317, (March 1957).
- (3) F.B. Llewellyn, L.C. Peterson: "Vacuum tube networks", I.R.E. **32**, p 114, (March 1944).
- (4) W. Shockley and R.C. Prim: "Space charge limited emission in semiconductors", Phys. Rev. **90**, p 753, (1953).
- (5) G.C. Dacy: "Space charge limited hole current in germanium", Phys. Rev. **90**, p 758, (1953).
- (6) W. Shockley: "Negative resistance arising from transit time in semiconductor diodes", B.S.T.J. p 1799, (1954).
- (7) W.T. Read: "A proposed high frequency, negative-resistance diode", B.S.T.J. p 401, (1958).
- (8) 岡村: "マイクロ波真空管", 共立通信工学講座。

## 付 録 1.

式 (5) および式 (5)' から  $t$  を消去して  $x$  対  $\dot{x}$  の関係すなわち  $E(x)$  を求めると、これが Poisson 方程式を直接といたときの関係と一致することを、直流

で  $u_a=0$  の場合について示す。

式 (5) および式 (5)' は直流に対して  $u_a=0$  のとき

$$x = \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r^2} e^{\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r^2} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} (t-t_a)$$

$$\dot{x} = \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r} e^{\omega_r(t-t_a)} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r}$$

これから  $t$  を消去して  $x$  対  $\dot{x}$  の関係を求めれば

$$x = \frac{1}{\omega_r} \dot{x} - \frac{\mu I_D}{\varepsilon \omega_r^2} \ln \frac{\varepsilon \omega_r \dot{x} + \mu I_D}{\mu I_D} \quad (\text{付 1})$$

つぎに Poisson 方程式は

$$\frac{dE_D}{dx} = \frac{q}{\varepsilon} (P_D + N_D)$$

であるから  $I_D = q \mu P_D E_D$  を考慮して積分し、 $x=0$  で  $E_D=0$  とおくと

$$\frac{\omega_r}{\mu} x = E_D - \frac{I_D}{\varepsilon \omega_r} \ln \frac{\varepsilon \omega_r E_D + I_D}{I_D} \quad (\text{付 2})$$

$\dot{x} = \mu E_D$  であるから式 (付 1) と式 (付 2) とは等価であることがわかる。

## 付 録 2.

(6)', (7)' 両式は常に punch through 条件  $d \leq W_s$  をみたしていることが証明される。ここで  $W_s$  は  $N$  領域が無限に広いときの空間電荷層の厚さを表わし、次式で与えられる。

$$W_s^2 = \frac{2\varepsilon}{qN_d} (V_{Da} - V_{Db}) = \frac{2\mu}{\omega_r} (V_{Da} - V_{Db})$$

$$(6)', (7)' \text{ 両式より, } d^2 \leq W_s^2 \text{ であるためには}$$

$$f(\theta_r) \equiv 2\theta_r e^{\theta_r} - 2(e^{\theta_r} - 1) - \theta_r^2 \geq 0 \quad (\theta_r = \omega_r T) \quad (\text{付 3})$$

でなければならないが  $\theta_r=0$  で  $f(\theta_r)=0$ ,  $df(\theta_r)/d\theta_r \geq 0$  であるから、式 (付 3) すなわち  $d \leq W_s$  は常に成り立っていることがわかる。

(昭和 36 年 1 月 14 日受付)

## 能動回路網における pole-sensitivity について\*

正 員 斎 藤 正 男

(東京大学工学部)

要約 この論文は能動回路網における pole-sensitivity の限界について考察したものである。考察の範囲を回路関数の極の能動素子値の変動に対する sensitivity のみに限定すれば、比較的容易に回路網の構成法との関係を明らかにすることができる。その結果 controlled source 1 個を含む能動 RC 回路網においては sensitivity に改善限界のあること、正帰還形と負帰還形の構成法は異なる性質をもつが、この改善限界には差がないこと、改善限界に対する推定公式、また controlled source を 2 個以上含む能動 RC 回路網では sensitivity には改善限界のないこと等が明らかになった。また NIC による構成法をこの論文の観点から論じた。この論文では sensitivity の絶対値についての議論をしているが、同様の方法によってその位相角を設計の中にとり入れることも可能である。

## 1. は じ め に

能動回路網の構成の問題の中で最も重要なものは、おそらく能動素子の値の変動に対する回路関数の sensitivity についての問題であろう。筆者は数年前にこの種の試みを発表した<sup>(1)</sup>が、あまり関心をひかなかったようである<sup>(2)</sup>。その後しばらくこの方向への研究は現われなかったが、最近 Horowitz その他により構成法をある一つのものに限定した場合について sensitivity の改善限界が論じられているので<sup>(3)(4)</sup>、さらに徹底した立場からの考察の結果を御報告したい。

能動回路網における sensitivity を考える際には、つぎのような立場がありうる。

- (1) 回路関数の極の sensitivity を考える。
- (2) 回路関数の分母多項式の sensitivity を考える。
- (3) 回路関数自体の、虚軸上の与えられた範囲での sensitivity を考える。

今までに発表された結果はすべて、構成法を限定した場合について (1) または (2) の立場からのものである。(3) の立場は最も一般的であり、興味ある問題でもあるが、困難な点が多いので、この論文では (1) の立場から一般的に考えてみた結果を述べる。

考察の対象を極のみに限れば、その sensitivity と回路関数の間に Papoulis 流の関係<sup>(5)</sup>が容易に見出されるので、比較的簡単な理論をたてることができる。

## 2. 問題の提起

考察の対象とする能動回路網は、つぎの条件を満たすものとする。

- (1) 能動素子は 1 個または 2 個以上の与えられた

controlled source である。

- (2) 受動素子はすべて集中定数の  $R$  または  $C$  である (理想変圧器を含まない)。
- (3) 能動素子および受動部分はすべて共通帰線構成される。

一般に回路関数の極  $p_{oi} (i=1, 2, \dots)$  は能動素子値  $A_j (j=1, 2, \dots)$  の関数であるが、 $p_{oi}$  の  $A_j$  の変動に対する sensitivity  $S_{ij}$  は、次式によって定義される。

$$S_{ij} = 1 / \left( \frac{\partial \log p_{oi}}{\partial \log A_j} \right) \quad (1)$$

以上により、この論文で取り扱う問題をつぎのように表わすことができる。

「実現すべき回路関数および使用するべき能動素子が与えられたときに、上の (1)~(3) の範囲内で、指定されたいくつかの  $S_{ij}$  の絶対値を最大にするには、どのように回路を組めばよいか」。

## 3. 基本的関係

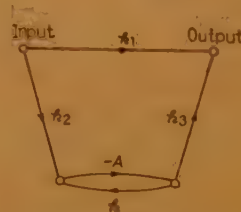


図1 Controlled source 1 個を含む回路網の signal flow graph  
Fig. 1—Signal flow graph of a network with one controlled source.

以下しばらくは controlled source 1 個を含む回路網について考えることにする。このような回路網の入出力間の関係は必ず図1の signal flow graph で表わされ、その利得  $G$  は

$$G = k_1 + \frac{k_2(-A)k_3}{1 + A k_2} \quad (2)$$

となる。ここで  $A$  が理想的 controlled source の、 $k$  等が受動 RC 回路の伝送関数を表わす。

$G$  の極は  $k_1 \sim k_3$  の極または  $(1 + k_2 A)$  の零から生じ

\* Pole-Sensitivity in Active Networks. By MASAO SAITO, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo). [論文番号 3348]

るが、前者は受動 RC 回路の性質から負実軸上にしか存在せず、またこれらの極に対しては  $S$  を  $\infty$  にすることができる。したがって問題は、複素極を  $(1+kA)$  の零点として実現する場合にどうすべきかということである。

いま  $A$  が設計値通りの値であるときの  $(1+kA)$  の零点を  $p_{oi}$ ,  $A$  が設計値から  $\delta A$  だけ増したときの零点を  $p_{oi} + \delta p_{oi}$  とすると

$$1 + Ak(p_{oi}) = 0 \quad (3)$$

$$1 + (A + \delta A)k(p_{oi} + \delta p_{oi}) = 0 \quad (4)$$

$$\text{ここで } F(p) = 1 + Ak(p) \quad (5)$$

とおくと、(3), (4) は

$$F(p_{oi}) = 0 \quad (6)$$

$$F(p_{oi} + \delta p_{oi}) + \delta A \cdot k(p_{oi} + \delta p_{oi}) = 0 \quad (7)$$

となる。 $p = p_{oi}$  の近くで

$$\frac{1}{F(p)} \simeq \frac{a_i}{(p - p_{oi})^m} \quad (8)$$

とすると、(6)~(8) より

$$|\delta p_{oi}| \simeq \sqrt[m]{\delta A \cdot k(p_{oi}) \cdot a_i} \quad (9)$$

したがって

$$\left. \begin{aligned} |S| &= 0 & (m > 1) \\ &= |p_{oi}/a_i| & (m = 1) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

となる。明らかに  $m=1$  に選ぶのは得策ではない。以下  $m=1$  の場合について考える。式 (2) 第 2 項によって構成すべき回路関数の分母を (最高次係数を規準化して)

$$\prod_i (p - p_{oi}) \quad (11)$$

$$\text{とし } F(p) = \frac{\prod_i (p - p_{oi})}{f_o(p)} \quad (12)$$

とする。 $f_o(p)$  の零点はすべて負実軸上にあり、1 位でなければならない。(10) の第 2 式から分かるように問題は  $|a_i|$  をできるだけ小さく選ぶことであるが

$$a_i = \lim_{p \rightarrow p_{oi}} \frac{p - p_{oi}}{F(p)} = \frac{f_o(p_{oi})}{\prod_{j, j \neq i} (p_{oi} - p_{oj})} \quad (13)$$

で、式 (13) 最右辺の分母は与えられたものであるから、 $|f_o(p_{oi})|$  をできるだけ小さく選べばよいことになる。

#### 4. $k, f_o$ に対する制約

回路が先に述べた範囲で実現できるためには、 $f_o(p)$  が一次因数の積であることの他に、 $f_o(p)$  から定まる  $k(p)$  がつぎの条件を満足せねばならない。

$A$  が電圧—電圧形または電流—電流形の controlled source を表わし、したがって  $k$  が同じ種類の伝送関数である場合には

$$0 < k(p) < 1 \quad (p = \text{正実数}) \quad (14)$$

また  $A$  が電圧—電流形または電流—電圧形で、したがって  $k$  が伝達インミタンスである場合には

$$0 < k(p) \quad (p = \text{正実数}) \quad (15)$$

であるが、実際には素子が理想的でないために、たとえば  $|k(p)| < K$  ( $p = j\omega$ ,  $\omega_a < \omega < \omega_b$ ) (16) のような条件がつくであろう。ここで  $K$  は素子の理想さ加減を表わす。この式はもともとあまり厳密なものではないから、いまこれを

$$k(p) < K \quad (p = \text{正実数}) \quad (17)$$

で代用することになれば、結局  $k$  に対する制約は上のすべての場合を通じて

$$0 < k(p) < K \quad (p = \text{正実数}) \quad (18)$$

とかけることになる。

逆に  $k(p)$  がこの条件を満たしていれば、 $(1 + Ak)$  の零点に関する限り今考えている範囲の回路網によって実現可能である。もちろんこの場合受動回路網の部分  $k_1 \sim k_3$  に対する実現条件が満たされるかどうか、また (16) の  $K$  は元来能動素子に対する入力インミタンスの制約から定まるべきものであり、回路を実現した場合の伝達インミタンスと入力インミタンスの比は伝達インミタンスの関数形によって異なる。等の問題が残るが、今は回路関数の極のみについて議論しているから、議論をすっきりさせるためにこれらの点には触れないことにする。

$f_o$  に対する制約は  $k$  に対する制約から得られるが、それには  $A$  の正負の別を考えなければならない。

#### 5. 帰還の正負

今考えているような回路網においては、受動部分では正実数の  $p$  に対して位相の反転が起こりえないので、 $A$  の符号による差がかなりはっきり現われてくる。簡単のために式 (18) で  $k = \infty$  の場合 (素子が理想的で  $k$  が伝達インミタンスを表わす場合) について考えてみる。

$A > 0$  (負帰還形) の場合:  $f_o$  に対する制約は

$$f_o < \pi \quad (p = \text{正実数}) \quad (19)$$

である (以下  $\prod_i (p - p_{oi}) = \pi$  と略記する)。

$$f_o(p) = \alpha \prod_i (p + \sigma_i) \quad (20)$$

$$\alpha, \sigma_i > 0, \deg f_o = \deg \pi$$



とおき、 $\alpha$  を小さくしていけば  $f_0$  はどこまでも小さくなり、 $|S|$  に対する上限は存在しない。実際負帰還形増幅器で帰還量を充分大きくすれば、回路関数の極はほとんど受動部分のみによって定まるから、このことは当然である。

$A < 0$  (正帰還形) の場合：この場合  $f_0$  の選び方として、(20) の形のものの他に  $\alpha < 0$  としたものも可能であるが、controlled source が理想的でないために実際には安定性の点から工合が悪いので、 $\alpha > 0$  なるもののみについて考える。

$f_0$  に対する制約は

$$f_0 > \pi \quad (p = \text{正実数}) \quad (21)$$

となる。この範囲で  $|f_0(p_{oi})|$  を最小にする最適解に近いものは、周波数軸上での振幅特性を折線で近似する Bode 線図と同様の方法を実軸上で行なうことによって図的にも求められるが、精度は一般にあまりよくなく、かえってつぎの性質が有用である。

$$\prod_{i=1}^m (p + \sigma_i) \geq (p + \sigma_0)^m, \quad (p = \text{正実数}) \quad (22)$$

$$\sigma_i > 0 \quad \prod_{i=1}^m \sigma_i = \sigma_0^m \quad (23)$$

この証明は数学的帰納法によればよい。(省略)

つまり、もし考えている極が虚軸に近く、

$$\sigma_0^m = \pi(0) \quad (24)$$

によって定めた式 (22) 右辺が、与えられた  $\pi$  に対し

$$(p + \sigma_0)^m \geq \pi \quad (p = \text{正実数}) \quad (25)$$

および  $\sigma_0 \geq |R_c p_{oi}|$  を満足するならば、(22) 左辺の形のどのような  $f_0$  に対しても (22) が成立し、しかも (22) 右辺の形の  $f_0$  は左辺の形の  $f_0$  よりも小さい  $f_0(p_{oi})$  をもつことが示される。すなわち (25) 左辺を  $f_0$  としてとると、これは最適解となる (もちろん  $f_0(p)$  が多重根をもつと実現不可能であるが、極限としての意味である)。(25) は極の絶対値にあまり不揃いのない多くの実際的な場合には成立することが示される。このような場合には  $|f_0(p_{oi})|$  の限界は

$$|p_{oi} + \sqrt[m]{\pi(0)}| \quad (26)$$

によって与えられる。

正帰還形の構成では、能動素子を理想的なものとしても  $S$  の改善に限界のあることは興味あることであるが、後で示すようにこれは正帰還形と負帰還形の優劣の差を示すものではない。

## 6. 構成上必要な利得について

式 (18) の  $K$  が有限であるとすると  $f_0$  に対する制

約は  $A > 0$  ならば

$$A > f_0 > \pi / (1 + AK) \quad (p = \text{正実数}) \quad (27)$$

$A < 0$  ならば、 $|A|K < 1$  として

$$A < f_0 < \pi / (1 - |A|K) \quad (p = \text{正実数}) \quad (28)$$

( $|A|K > 1$  であると (28) の第 2 の条件はなくなるがこの領域は問題にならないと言える)。

これらを満足する最適な  $f_0$  は前節と同様にして求められる。

構成上に必要な利得は (27) または (28) を成立させる  $f_0$  が存在すべきことから定まる。いま (27) ま

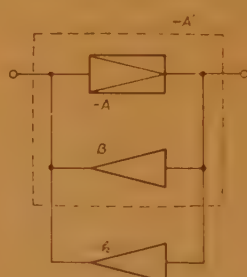


図2 あらかじめ負帰還を行なった場合

Fig 2—A negative feedback type network with a stabilized amplifier.

たは (28) が余裕をもって成立しているときに、 $|A|$  を減らしその分だけ  $A$  自体の安定度を改善したらどうかということが考えられる。

まず負帰還形の構成で  $A$  を変えてみる。この場合には  $A$  を減らして安定化するという操作が外部回路のみによって行なわれるから、 $S$  の改善限界

には影響がない。いま図2のように負帰還量  $\beta$  を与えると

$$A' = A / (1 + A\beta) \quad (29)$$

また  $k$  の上限は  $K$  から

$$K' = K - \beta \quad (30)$$

に変化する。したがって (27) の最右辺は

$$\pi / (1 + A'K') = (1 + A\beta)\pi / (1 + AK) \quad (31)$$

となり、 $f_0$  の決定に際して  $(1 + A\beta)$  倍だけ不利になるが、一方負帰還によって  $A'$  の安定度は  $(1 + A\beta)$  倍だけ改善されているから、両者は丁度相殺する。すなわちこの場合には、今の立場では  $\beta$  の値をどう選んでも式 (27) が成立するかぎり  $S$  の改善限界には変化がない\*。

つぎに正帰還形の場合には、(28) から分かるように正実軸上で  $f_0/\pi$  をできるだけ 1 に近く選ぶことによって、 $|A|$  をできるだけ小さくすればよいわけである。 $|A|$  の下限を与える  $A$  の値を  $A_1$  (これは実現条件を満たすとは限らないが)、また  $b = 1 / (1 - |A_1|K)$  とする (図3)。

\*  $K$  に影響を与えないように、うまく  $A$  の内部で負帰還をかけるような実際的なことを考えれば、改善の余地があるといえるかも知れない。

正帰還形のこの構成法と、負帰還形で  $f_0/\pi$  をできるだけ1に近くとって (27) の成立する範囲で  $A$  をできるだけ小さくした場合とを比べてみる。後者での  $A$  の下限を  $A_2$  とすれば (27), (28),

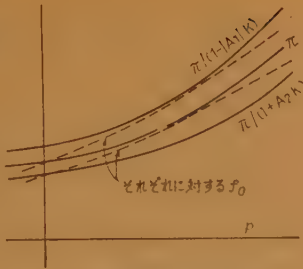


図3 諸関数の間の関係  
Fig. 3—Relations between the polynomials

図3から分かるように  $1/(1+A_2K)=1/b$  となり、したがって

$$|A_1/A_2 = 1/b \quad (32)$$

である。式 (32) は正帰還形が負帰還形よりも必要な利得の点で  $b$  倍だけ有利なことを示しているが、 $f_0$  の決定に際しては前者は後者よりも  $b$  倍だけ不利であるから、再び両者は相殺し全く差がない。

以上によって、つぎの結論が得られた。

「上のどの立場をとっても、最適な  $f_0$  を選びさえすれば  $|S|$  の改善限界には変わりがない」。

そして多くの場合式 (25) 左辺の形を  $f_0$  としてとることができ、たとえば  $A>0$  だと次式によって限界が与えられる。

$$|S_i| \leq \frac{(1+AK)|p_{oi}|}{|p_{oi} + \sqrt[m]{\pi(0)}|^m} \prod_{j, j \neq i} |p_{oi} - p_{oj}| \quad (33)$$

## 7. 2 個以上の controlled source を含む回路網

2 個以上の controlled source を含む回路網についても同様な計算を行なうことができる。まず controlled source を

2 個とすると、一般に signal flow graph は図4のようになる。回路網中に含まれる、能

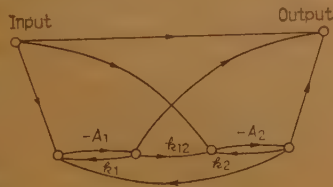


図4 Controlled source 2 個を含む回路網の signal flow graph  
Fig. 4—Signal flow graph of a network two controlled sources.

$$T_1 = -A_1 k_1 \quad (34)$$

$$T_2 = -A_2 k_2 \quad (35)$$

$$T_0 = A_1 A_2 k_p \quad (k_p = k_{12} k_{21}) \quad (36)$$

したがって回路関数の複素極は次式の零点として定ま

る<sup>(5)</sup>。ループ  $T_1, T_2$  が接触している場合

$$1 - (T_1 + T_2 + T_0) \quad (37)$$

ループ  $T_1, T_2$  が離れている場合

$$1 - (T_1 + T_2 + T_0) + T_1 T_2 \quad (38)$$

すなわち次式の根である。 ( $k_n = k_1 k_2$ )

$$1 + A_1 k_1 + A_2 k_2 + A_1 A_2 k = 0 \quad (39)$$

$$k = -k_p \quad ((37) \text{ の場合}) \quad (40)$$

$$k = -k_p + k_n \quad ((38) \text{ の場合}) \quad (41)$$

$A_1, A_2$  が設計値通りのときの (39) の根を  $p_{oi}$ 、 $A_1$  が  $\delta A_1$  だけ増したときの (39) の根を  $p_{oi} + \delta_i p_{oi}$  とし

$$F(p) = 1 + A_1 k_1(p) + A_2 k_2(p) + A_1 A_2 k(p) \quad (42)$$

$$\text{とおくと} \quad F(p_{oi}) = 0 \quad (43)$$

$$F(p_{oi} + \delta_i p_{oi}) - \delta A_1 [k_1(p_{oi} + \delta_i p_{oi}) + A_2 k(p_{oi} + \delta_i p_{oi})] = 0 \quad (44)$$

いま  $p = p_{oi}$  の近くで

$$\frac{1}{F(p)} \simeq \frac{a_i}{(p - p_{oi})^m} \quad (45)$$

とすると、(43)~(45) より

$$|\delta_i p_{oi}| \simeq \sqrt[m]{\delta A_1 \cdot [k_1(p_{oi}) + A_2 k(p_{oi})] a_i} \quad (46)$$

すなわち

$$\left. \begin{aligned} |S_{i1}| &= 0 & (m > 1) \\ &= |p_{oi} / [a_i (1 + A_2 k_2)]| & (m = 1) \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

また同様にして

$$\left. \begin{aligned} |S_{i2}| &= 0 & (m > 1) \\ &= |p_{oi} / [a_i (1 + A_1 k_1)]| & (m = 1) \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

となる。明らかに  $m > 1$  に選ぶのは得策ではない。 $m = 1$  の場合には、もし  $p = p_{oi}$  において (43) の他に

$$1 + A_1 k_1 = 0 \quad (49)$$

$$1 + A_2 k_2 = 0 \quad (50)$$

なる 2 式を成立させることができれば、 $S_{i1}, S_{i2}$  はともに  $\infty$  となり、 $|S|$  の改善限界はないことになる。これは controlled source 1 個の回路網と比較して著しく異なる点である。

回路網が今考えている範囲で実現できるためには、 $k$  等が極をすべて負実軸上にもつことの他に

$$0 \leq k_1, k_2, k_p, k_n < K \quad (p = \text{正実数}) \quad (51)$$

(等号はもし成立すれば恒等的)なる形の条件が存在するが、これは  $K, A_1, A_2$  が極端に小さくなければ成立させることができる (もし成立させることができなかったら、 $A_i$  自体の安定度を犠牲にしてその大きさを

増してやればよい). たとえば  $A_1, A_2 > 0$  とすると,

$$1 + A_1 k_1 + A_2 k_2 + A_1 A_2 k = \pi / f_0 \quad (52)$$

$$\pi = \prod_i (p - p_{oi}) \quad (\text{与えられた式}) \quad (53)$$

$$f_0 = \alpha \prod_i (p + \sigma_i), \quad \alpha, \sigma_i > 0 \quad (54)$$

$$\text{として } k_1 A_1 = (\pi - f_0) / f_0 \quad (55)$$

$$k_2 A_2 = (\pi - f_0) / f_0 \quad (56)$$

$$k = -k_p \quad (57)$$

$$A_1 A_2 k_p = (\pi - f_0) / f_0 \quad (58)$$

とすればすべての  $S_{ij} \rightarrow \infty$  とすることができる.  $A_1, A_2$  が充分大きければ  $f_0$  に対する制約は

$$f_0 < \pi \quad (p = \text{正実数}) \quad (59)$$

だけである. もし  $A_1, A_2$  が充分大きければ回路は図5のようにすることができ, 受動素子数が節約される.

3個以上の controlled source を含む回路網について, 2個を除いてすべての controlled source

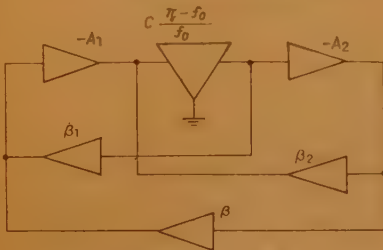


図5  $S_{ij} = \infty$  の回路

Fig. 5—A network with infinite sensitivities. source が切離されているような trivial な回路網が存在するから, すべての  $S_{ij}$  を  $\infty$  にすることがつねに可能なことが知れる.

## 8. NIC による構成法について

NIC 1個は controlled source 2個に大体相当しているから, ここで NIC による構成法を前の議論と比較してみる.

一般に NIC を含む回路網は図6のようにかかる (単に構成法だけを考えるならばこのように一般に考える必要はないが, 今は NIC の変換比の変動を問題にするので図6の回路を考える). これに対応する signal flow graph は図7のようになる. ここで,  $a_v, a_I$  はそれぞれ NIC の電圧, 電流変換比で

$$a_v \cdot a_I < 0 \quad (60)$$

である.

このようにかくと NIC は2個の controlled source に分けられる. 図7に3個のループ

$$a_v A, a_I D, a_v a_I B C$$

が含まれ, 回路関数の極は次式によって与えられる.

$$1 - a_v A - a_I D - a_v a_I B C + a_v A \cdot a_I D = 0$$

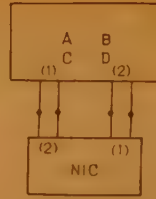


図6 NIC 1個を含む回路網

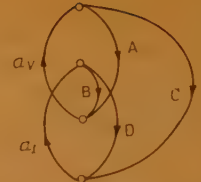


図7 図6の回路網の signal flow graph

Fig. 6—A network with one NIC. Fig. 7—Signal flow graph of the network in Fig. 6.

$$\text{あるいは } 1 - a_v A - a_I D + a_v \cdot a_I = 0 \quad (61)$$

一方 pole-sensitivity を  $\infty$  とするためには, 前節の議論から分かるように, その極において

$$a_v \cdot A = a_I D = 1 \quad (62)$$

$$a_v \cdot a_I = 1 \quad (63)$$

の成立することが必要である. 所が (63) は NIC の性質 (60) と相反し, 成立させることができない.

結局「NIC による構成法では実質的に2個の controlled source を用いているにもかかわらず,  $S$  を  $\infty$  にすることができない」のである. これは2個の controlled source が同じ端子対間の電圧, 電流の関係を表わしているという特殊な事情のためである.

## 9. 例

簡単のために単一同調特性

$$G = p / (p^2 + \lambda p + 1), \quad \lambda = Q^{-1} \quad (64)$$

について考える.  $\lambda > 2$  ならば受動回路網によって実現できるから,  $\lambda \leq 2$  としてよい.

$$\pi(p) = (p - p_0)(p - \bar{p}_0) \quad (65)$$

$$p_0 = -(\lambda/2) + j\sqrt{1 - \lambda^2/4} \quad (66)$$

(22) の形の  $f_0(p)$  を求めると

$$f_0(p) = (p + 1)^2 \quad (67)$$

これは正実軸上で  $f_0 > \pi$  を満たしている.

まず controlled source を1個とする. 負帰還形の場合には最適な  $f_0$  は

$$f_0(p) = \alpha(p + 1)^2 \quad (68)$$

$$\alpha = 1/(1 + AK) \quad (69)$$

によって与えられる. これから  $k$  を求めると, 回路は結局図8のようにすればよいということが分かる. ここで

$$\mu = (\lambda - 2\alpha)/(1 - \alpha) \quad (70)$$

$$\beta_1 = K(1 - \mu)(p^2 + 1)/(p + 1)^{**} \quad (71)$$

$A$ がある程度以上大きければ  $\mu > 0$  である. 通常の並列  $T$  形  $RC$  回路による選択増幅器と比較すると興味が

\* 2重極は実現できないが極限の意味である.



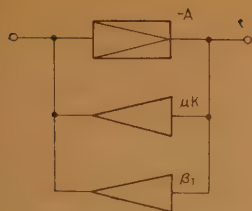


図 8  $A > 0$  の場合  
Fig. 8—The case  $A > 0$

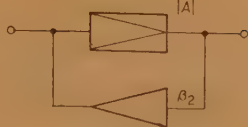


図 9  $A < 0$  の場合  
Fig. 9—The case  $A < 0$

ある。正帰還形の場合には最適な  $f_0$  は明らかに (67) によって与えられる。この場合の回路は図 9 のようになる。ここで

$$\beta_2 = [(2-\lambda)/|A|] \cdot [p/(p+1)^2] \quad (72)$$

である。

controlled source が 2 個の場合に  $S$  を  $\infty$  にする回路は一意的でないが、

$$f_0(p) = \alpha(p^2 + \mu p + 1), \quad (73)$$

$$\mu > 2, \alpha\mu = \lambda \quad (74)$$

とおくと  $(\pi - f_0)/f_0 = [(1-\alpha)/\alpha]$

$$\cdot [(p^2 + 1)/(p^2 + \mu p + 1)] \quad (75)$$

となり、これに比例する伝送関数は並列 T 形 RC 回路によって実現される。数値例として  $Q \approx 50$ ,  $\mu = 4$ ,  $A_1 = A_2 = 10^3$  とすると回路は図 5 の形で、

$$Q = (1 + 0.2 A_1 + 0.2 A_2 - 0.2 \times 10^{-3} A_1 A_2) / 4 \quad (76)$$

となり、 $A_1$  または  $A_2$  の一方が変動しても  $Q$  は変動しない。 $A_1, A_2$  が同時に同じ割合で変動したときの  $Q$  の変動を図 10 に示す。

## 10. おわりに

以上比較的簡単な議論によって、controlled source が 1 個の場合には、正帰還形、負帰還形のいずれでも最適な設計をしさえすれば、得られる pole-sensitivity には変わりがないこと、controlled source が 2 個以上の場合には pole-sensitivity を  $\infty$  にするような設計の存在すること、それは NIC によっては実現できないこと等が明らかになった。

これらの議論が比較的容易であったのは、極の移動のみに着目し、他の点をすべて無視したからであって虚軸上での回路関数の sensitivity や、受動部分全体の実現可能性を考えていくと困難な問題は多い。

controlled source を 2 個以上含む回路網については  $S$  だけで議論を進めるのは不適当であることが、この論文から推測されよう。実際には controlled source

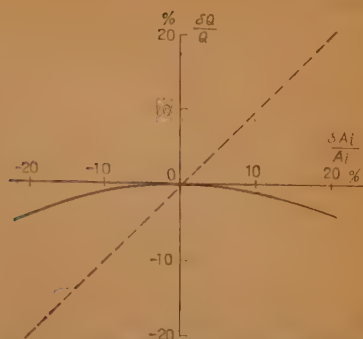


図 10  $A_1, A_2$  が同時に変動したときの  $Q$  の変動  
(破線は通常の負帰還形選択増幅器の場合)

Fig. 10—Variation in  $Q$  when both gains change with the same percentage (The dashed-line corresponds to a usual RC selective amplifier)

の数を増していくことによって

$$S_{ij}^{-1} = \frac{\partial \log p_{oi}}{\partial \log A_j}$$

ばかりでなく、より高次の  $p_{oi}$  の  $A_j$  に対する微係数を 0 または最小にする問題が考えられる。しかしこの問題を一般に論じようとする、signal flow graph のトポロジと共通帰線の条件とが絡み合ったものになってなかなかむずかしいようである。今のところ  $n$  個の controlled source から出発するような設計法は考えられないから、この問題は理論的興味为主であるかもしれない。

この論文での結論でもう一つ重要と思われるのは、NIC についての性格が一つ明らかになったことである。従来 2 個の controlled source を NIC にまよめてしまうことがどのような制約となって現われるか、あるいは一現われるのかどうか明らかでなかった。能動回路網の構成法自体としては、一般的な構成法のみを目標とするならば非常に多種の能動素子の表現方法があるであろうから、この論文でのような比較をしなければ、種々の構成法の間の優劣は明らかにならないと考えられる。

御指導、御討議をいただいた阪本教授はじめ本学高周波談話会の諸氏に謝意を表する次第である。

## 文 献

- (1) 斎藤：昭 34 連大 12.
- (2) I.M. Horowitz: Trans. I.R.E. CT-6, p 296, (Sept. 1959).
- (3) R.E. Thomas: Proc. Symp. Active Networks and Feedback Systems, Polytech. Inst. Brooklyn (1960).
- (4) A. Papoulis: I.R.E. 43, p 79, (Jan. 1955).
- (5) S.J. Mason: I.R.E. 44, p 920, (July 1956).

(昭和 36 年 1 月 11 日受付)

# 討 論

UDC 621.3.062 : 512

## Switching 回路におけるブール方程式の一般解について\*

正 員 江 口 新 太 郎

(日本電信電話公社)

要約 Switching 回路に適用するブール方程式の解法について、後藤博士の解法の疑問点について述べてある。この問題点から Switching 回路におけるブール方程式の数値解法に発展するが、本論文においては具体的にはふれていない。

### 1. 序 言

Switching 回路にブール方程式を応用することは、わが国の後藤以紀博士によって創始されたものであるが、ブール方程式の解法についてはすでに多くの研究者によって種々の形の研究がなされている<sup>(3),(4),(5),(6),(7),(8)</sup>。

しかし筆者は後藤氏のブール方程式の解について、1,2の疑問点をもっている。ここにその問題点をあげれば、

(1) 一元ブール方程式の従来の解(シュレーダーの本にある解)が不正確であるとしている点。(ナーム 46, 6)。

(2) 解の中に自由パラメータがあっても、その必然性がなく、しかも自由パラメータが不要であるという論文があること。(電気試験所彙報 20, 2, p 82) ここでは  $C_0 \cdot \bar{X} \vee C_1 \cdot X = I$  の解として  $X = \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot I$  のみでは不正確であり、

$\{(X \vee \bar{C}_0) \vee (X \vee C_1)\} \cdot (C_0 \vee C_1)$  でよい、としている点。

である。この(2)についてはその論文発表当時すでに別の研究者による自由パラメータを含んだ一般解の論文もあったが<sup>(3),(6),(10)</sup>、筆者はあらためて、自由パラメータの本来の性質を Switching 回路に活用する方法について発表した<sup>(11),(12)</sup>。

(1)については本論文において再検討を行なうが、やはり  $X = \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot I$  の解は正しい一般解である、という結論を得た。

また筆者は以上の諸点にかんがみて、Switching 回路に適用するという点から、ブール方程式解法を簡単

にし、自由パラメータの決定法についても特別な方法を提案している<sup>(11),(13)</sup>。

### 2. ブール方程式の解の検討

論理式において、 $X_1, X_2, \dots, X_n$  を未知の2値関数、 $A_1, A_2, \dots, A_k$  を既知の2値関数とし、 $n$ 元ブール方程式を

$$\Phi(X_1, X_2, \dots, X_n, A_1, A_2, \dots, A_k) = I \quad (1)$$

とおく。ここに記号をつきのごとく定める。

●……………meet を表わす。(product, 論理積)

∨……………join を表わす。(sum, 論理和)

$\bar{x}$ …………… $x$ の否定を表わす。

$\begin{cases} \alpha=0 \text{ のとき, } x \text{ を表わす.} \\ \alpha=1 \text{ のとき, } \bar{x} \text{ を表わす.} \end{cases}$

$\bigvee_{\alpha}$ ……………つぎに来る元または関数の join を表わし、 $\alpha$ はその性質を限定する。

$I$ ……………常に値が1なる関数。

$O$ ……………常に値が0なる関数。

(1)を連結標準形(Disjunctive Normal form)に展開すれば、

$$\bigvee_{\alpha_1 \dots \alpha_n=0,1} C_{\alpha_1 \dots \alpha_n} \cdot ]^{\alpha_1} \bar{X}_1 \cdot ]^{\alpha_2} \bar{X}_2 \cdot \dots \cdot ]^{\alpha_n} \bar{X}_n = I \quad (2)$$

となる。 $C_{\alpha_1 \dots \alpha_n}$ は方程式の係数で既知関数を表わす。たとえば継電器回路では与えられた接点の並列(∨)、直列(●)で構成された既知の接点関数を表わすものとすることができる。

式(2)が解をもつための必要十分条件は

$$\bigvee_{\alpha_1 \dots \alpha_n=0,1} C_{\alpha_1 \dots \alpha_n} = I$$

である。また  $X_2, X_3, \dots, X_n$  が解をもつための条件から

$$\bigvee C_{\alpha_1 \dots \alpha_n} \cdot ]^{\alpha_1} \bar{X}_1 = I \quad (3)$$

が得られる。これは一元ブール方程式を表わす。これを書きかえて、

\* The General Solution of Boolean Equation on Switching Circuits. By SHINTARO EGUCHI, Member (Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokyo). [論文番号 3349]

$$C_0 \cdot \bar{X} \vee C_1 \cdot X = I \quad (3)'$$

とし、さらに

$$(C_0 \vee X) \cdot (C_1 \vee \bar{X}) = I \quad (3)''$$

とする。これより

$$\begin{cases} C_0 \vee X = I & \therefore X \geq \bar{C}_0 \\ C_1 \vee \bar{X} = I & \therefore X \leq C_1 \end{cases}$$

したがって  $\bar{C}_0 \leq X \leq C_1$  を得る。

これを式で表わせば

$$X = \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P \quad (4)$$

を得る。ここに  $P$  は自由パラメータで任意の 2 値関数を表わすものとする。これが与方程式の解であることは式 (3)' または (3)'' へ代入してみればよく、また (3)' の解は必ず (4) なる形をしていることも知られている。

この  $X_1$  の解を式 (2) へ代入し、同様にして  $X_2$  を求め、つぎつぎに  $X_3, \dots, X_n$  を求めれば、この  $n$  元ブール方程式を解くことができる。この場合常に一元ブール方程式を 1 個の自由パラメータを含んだ形で解くことになる。したがって  $n$  元ブール方程式の解には  $n$  個の自由パラメータが含まれている。

### 3. 一元ブール方程式の解の吟味 (その 1)

前項においては一元ブール方程式を繰返し解くことによって、多元ブール方程式を解いたので、一元ブール方程式の解がその基礎になっている。すなわち一元ブール方程式の一般解として、式 (4) の形を採用している。しかるに (オーム 1959 年 5 月号 第 6 号 p 102 によれば)

「シュレーダの本のように、 $P$  を任意として、

$X = \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P$  で表わし、解けるための条件は  $C_0 \vee C_1 = I$  である、といっているのは不正確なのである。」としてあるが筆者は式 (4) の形をもって一般解とすることが正しいと思うので、つぎにこの証明を行なう。

このためには、まず式 (4) を満足するすべての  $X$  が式 (3)' を満足することを示そう。

すなわち式 (4) を式 (3)' へ代入すれば

( $C_0 \vee C_1 = I$  なる条件のもとに)

$$\begin{aligned} C_0 \cdot (\bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P) \vee C_1 \cdot (\bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P) \\ = C_0 \cdot \bar{C}_0 \cdot (\bar{C}_1 \vee \bar{P}) \vee C_1 \cdot \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P \\ = C_0 \cdot \bar{C}_1 \vee C_0 \cdot \bar{P} \vee C_1 \cdot \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P \\ = \bar{C}_1 \vee C_0 \cdot \bar{P} \vee \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P \\ = \bar{C}_1 \vee \bar{C}_0 \vee \bar{P} \vee P = I \end{aligned}$$

となって満足することがわかる。

これは式 (4) が成立するならば式 (3)' が成立するという方向の証明であるから、これを式で表わせば

$$(4) \rightarrow (3)'$$

したがって、これは

$$(4) \vee (3)' = I$$

すなわち

$$(4) \leq (3)'$$

の形となって証明される。

これは式 (4) を変形して式 (3)' に移行させようとする変形と同じ方向の証明であって、 $P$  に特殊な値を代入すれば式 (4) は式 (3)' より狭い条件として表わされることがある。(オーム昭和 34 年 5 月号 p 102 参照) (これによって後藤氏は式 (4) は式 (3)' より狭い条件であるとして、式 (4) を式 (3)' の一般解としては不正確であるとされているが。)

これによって直ちに式 (4) が式 (3)' より狭いと断定することはできない。

これは式 (4) が式 (3)' より小さいか、等しいか、いずれかであることを示しているからである。

したがってつぎに式 (3)' を満足するすべての  $X$  が式 (4) の  $X$  の中に含まれていることを証明しなければならない。

これは (3)'  $\rightarrow$  (4) の方向の証明である。

### 4. 一元ブール方程式の解の吟味 (その 2)

ここでは式 (3)' を満足するすべての  $X$  が必ず式 (4) の  $X$  の中に含まれていることを証明しよう。

式 (3)' を満足する任意の解を  $x_1$  とすれば、これは式 (3)' を満足する故、

$$C_0 \cdot \bar{x}_1 \vee C_1 \cdot x_1 = I \quad (5)$$

となる。

つぎに式 (4) の  $X$  の中にこの  $x_1$  が含まれているかどうかを調べてみよう。

このためには式 (4) の  $X$  に  $x_1$  を代入して

$$x_1 = \bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P \quad (6)$$

とおいたとき、この式を満足する  $P$  が存在すればよいことになる。

式 (6) を変形して、

$$\begin{aligned} x_1 \cdot (\bar{C}_0 \vee C_1 \cdot P) \vee \bar{x}_1 \cdot C_0 \cdot (\bar{C}_1 \vee \bar{P}) &= I \\ (x_1 \vee C_0) \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{C}_0) \cdot \bar{P} \vee (x_1 \vee \bar{C}_1) \cdot (\bar{x}_1 \vee C_1) \cdot P &= I \end{aligned} \quad (7)$$

を得る。この式を満足する  $P$  が存在するための条件を求めれば、

$$(x_1 \vee C_0) \cdot (\bar{x}_1 \vee \bar{C}_0) \vee (x_1 \vee \bar{C}_1) \cdot (\bar{x}_1 \vee C_1) = I$$



となる。これを变形すれば

$$\begin{aligned} x_1 \cdot \bar{C}_0 \vee C_0 \cdot \bar{x}_1 \vee x_1 \cdot C_1 \vee \bar{C}_1 \cdot \bar{x}_1 \\ = x_1 \cdot (\bar{C}_0 \vee C_1) \vee \bar{x}_1 \cdot (C_0 \vee \bar{C}_1) \\ x_1 \cdot C_1 \vee \bar{x}_1 \cdot C_0 = I \end{aligned}$$

となって、式 (5) と一致する。

すなわち式 (5) が成立するならば必ず式 (6) を満足する  $P$  は存在し、したがって式 (3)' を満足する任意の解は必ず式 (4) の中に存在することが判明した。

これは 式 (3)' が成立するならば式 (4) が成立する という方向の証明であるからこれを式で表わせば、

$$(3)' \rightarrow (4)$$

したがって

$$(3)' \vee (4) = I$$

$$\therefore (4) \geq (3)'$$

の形となる。

よって前項の關係と合わせて、

$$\begin{cases} (4) \leq (3)' \\ (4) \geq (3)' \end{cases}$$

の2式が同時に成立する。

このためには

$$(4) = (3)'$$

となって、式 (4) と 式 (3)' は対等であることが判明する。

したがって 式 (4) は式 (3)' の一般解であるということ は正しいのである。

## 5. 結 言

Switching 回路理論の研究から後藤氏の研究を調べているうちに、ブール方程式の解法に関して疑問点が生じた。

この問題点からブール方程式の解の自由パラメータを Switching 回路に適するように決める方法を考案し、この解法を Switching 回路におけるブール方程式の数値解法と名づけて報告したことがある<sup>(11), (12), (14), (17)</sup>。

また、この解法の基本となっている一元ブール方程式の一般解の形が不正確であるという後藤氏の論文を読んで、氏の推論は途中まで正しいが、途中から飛躍したために結論が違っているのではないかと思った。

一応ここに筆者の考えを述べ、やはり従来からある一般解の形が正しいことを確かめ得たと思っている。大方の御批判を御願ひする次第である。

## 文 献

- (1) 後藤以紀: "通信工学を理解するための数学", 本会編。
- (2) 伊藤誠: "記号論理学の基礎", D. Hilbert and W. Ackerman: "Grundzüge der Theoretischen Logik", Springer (1949)。
- (3) 後藤以紀: "多元論理方程式の一般解について", 電試集報 20, 2 (昭 31-02)。
- (4) 後藤以紀: "多元多値論理方程式の一般解の諸形式", 電試集報 20, 9 (昭 31-09)。
- (5) 伊藤 誠: "一元  $n$  値函数束 (論理) 方程式の一般解について", 九大工学集報 20, 4 (昭 31-04)。
- (6) 伊藤 誠: "多元  $n$  値論理方程式の一般解について", 九大工学集報 20, 4 (昭 31-04)。
- (7) 山田欽一: 大塚数学会誌 (昭 14-09)。
- (8) 後藤, 他: 電気試験所研報 556, (昭 31-12)。
- (9) 江口新太郎: "Boolean Matrix の接続方程式への拡張について", 九大工学集報 20, 2 (昭 31-09)。
- (10) 江口新太郎: "継電器 回路網の一般的変換について", 信学誌 40, p 229, (昭 32-03)。
- (11) 江口新太郎: "継電器回路網変換論", 応用幾何学同好会, (昭 32-04)。
- (12) 後藤以紀: "論理数学とその応用", オーム 40, 6-7 (昭 34-05-06)。
- (13) 江口新太郎: "Switching Circuit におけるブール方程式応用の基礎理論について", 本会回路網理論研専委資料 (昭 34-09-08)。
- (14) 江口新太郎: "継電器回路網における多元連立ブール方程式の応用について", 昭 31 信学全大。
- (15) 後藤以紀: "多元論理代数方程式の一般解について", 昭 31 連大。
- (16) 伊藤 誠: " $n$  元ブール方程式の一般解について", 昭 31 連大。
- (17) 江口新太郎: "Switching Circuits におけるブール方程式の特殊解について", 昭 34 信学全大。

(昭和 35 年 6 月 22 日受付)

UDC 621.3.062:512

# 「Switching 回路におけるブール方程式の一般解について」に対する回答

正 員 後 藤 以 紀

(工業技術院)

要約 Switching 回路に応用するブール方程式の一般解に関して質問者の誤解している点を指摘し、それは質問者が条件の一部分のみを論理式で表わしているためにおこったものであることを説明し、筆者の解法の正しいことを明らかにしている。

1. 質問者は質問文の式(4)と式(3)'とが対等であると結論して

$$(4) = (3)'$$

と書いている。果たしてそうであるかどうかを直接明らかにして後、質問者の疑問点を解明することが、誤解を解く近道であると思われる。記号は便宜上質問者のと同じにするが、●は簡単のために省略する。

2. (4)が(3)'と対等であるというからには、(4)をXについて特殊加法標準形に展開したときに、式(3)'と一致すべきである。しかるに、

$$(4) = \bar{X}C_0(\bar{C}_1 \vee \bar{P}) \vee X(\bar{C}_0 \vee C_1P) \quad (4)'$$

表 1

	(4)', (4)	(3)'
$\begin{matrix} X \\ P \\ C_0C_1 \end{matrix}$		
	0 0 1 1	0 0 1 1
	0 1 1 0	0 1 1 0
0 0	0 0 1 1	0 0 0 0
0 1	0 0 1 1	0 0 1 1
1 1	1 0 1 0	1 1 1 1
1 0	1 1 0 0	1 1 0 0

であるから式(3)'とは成立範囲は一致しない。

それは次表に示す通りである。

解の存在するための条件

$$C_0 \vee C_1 = I$$

が抜けているからであるかということ、そうではな

いので、(4)=(3)'の代わりに

$$(C_0 \vee C_1 = I) \rightarrow \{(4) = (3)'\} \quad (a)$$

なる関係が常に成立するかどうかを調べると、表1からでも明らかのように、

$$(a) = \bar{C}_0\bar{C}_1 \vee \bar{X}\{C_0(\bar{C}_1 \vee \bar{P}) = C_1\}$$

$$\vee X\{\bar{C}_0 \vee C_1P = C_1\}$$

$$= \bar{C}_0\bar{C}_1 \vee \bar{X}\{C_0(\bar{C}_1 \vee \bar{P}) \vee \bar{C}_0\}$$

$$\vee X\{C_1(\bar{C}_0 \vee P) \vee \bar{C}_1C_0(\bar{C}_1 \vee \bar{P})\}$$

$$= \bar{X}(\bar{C}_0\bar{C}_1 \vee \bar{C}_1 \vee \bar{C}_0 \vee \bar{P})$$

$$\vee X(\bar{C}_0\bar{C}_1 \vee C_1\bar{C}_0 \vee \bar{C}_1C_0 \vee C_1P)$$

\* Answer to the General Solution of Boolean Equation on Switching Circuits. By MOTINORI GOTO, Member (Agency of Industrial Science and Technology, Tokyo). [論文番号 3350]

$$= \bar{X}(\bar{C}_1 \vee \bar{C}_0 \vee \bar{P}) \vee X(\bar{C}_0 \vee \bar{C}_1 \vee P)$$

$$= \bar{C}_1 \vee \bar{C}_0 \vee \bar{X}\bar{P} \vee XP$$

$$= C_0C_1 \rightarrow (X=P). \quad (a)''$$

となるのである。したがって(a)なる関係は(a)'の成立する範囲でのみ成立することが明らかになった。

同様に

$$\{(C_0 \vee C_1 = I)(4) = (3)'\} \quad (a)'''$$

$$= C_0C_1 \rightarrow (X=P) \quad (a)'$$

なることも、式(a)''を変形すると、やはり式(a)'になることによって証明される。すなわち

$$(a) = (a)' = (a)''$$

なのである。

表1、式(a)'のどちらによっても明らかのように式(a)内の式(4)の成立範囲は、原方程式(3)'よりは狭いのである。

しからば、原方程式(3)'と真に対等な解を求めてみると、つぎの通りである。

$$(C_0 \vee C_1)\{(X = \bar{C}_0) \vee (X = C_1)\} \quad (b)''$$

$$= (C_0 \vee C_1)\{X(\bar{C}_0 \vee C_1) \vee \bar{X}(C_0 \vee \bar{C}_1)\}$$

$$= XC_1 \vee \bar{X}C_0. \quad (b)'$$

これは、「解を有するための必要充分条件が  $C_0 \vee C_1 = I$  であって、Xは  $\bar{C}_0$  かまたは  $C_1$  である」ことが原方程式と対等であること、すなわち一般解であることを示している。

さらに、(b)に一項  $X = \bar{C}_0 \vee C_1P$  を加えても同様に原方程式と対等である。

$$(C_0 \vee C_1)\{(X = \bar{C}_0) \vee (X = \bar{C}_0 \vee C_1P)\}$$

$$\vee (X = C) \quad (b)'''$$

$$= (C_0 \vee C_1)\{X(\bar{C}_0 \vee C_1) \vee \bar{X}(C_0 \vee \bar{C}_1)$$

$$\vee X(\bar{C}_0 \vee C_1P) \vee \bar{X}C_0(\bar{C}_1 \vee \bar{P})\}$$

$$= (C_0 \vee C_1)\{X(\bar{C}_0 \vee C_1) \vee \bar{X}(C_0 \vee \bar{C}_1)\}$$

$$= XC_1 \vee \bar{X}C_0. \quad (b)'$$

この  $X = \bar{C}_0 \vee C_1P$  の  $P$  は全く任意 (真理値0また

は1)である。それは (b)' 中に  $P$  がいないことから言えるのである。しかし、この項は無くてもよいというのはなぜか。それは、 $P$  の真理値が0ならば第1項  $X=\bar{C}_0$  と一致し、1ならば第3項  $X=C_1$  に一致するからである。 $P$  は0と1の間に任意に変化し得るから、第1項や第3項とは違うという人がいるかもしれないが、 $(X=\bar{C}_0) \vee (X=C_1)$  は決して、ある  $X$  が  $\bar{C}_0$  のみに等しく、他が  $C_1$  のみに等しいという意味ではなく、 $X$  が  $\bar{C}_0$  から  $C_1$  に任意に変化する場合をも含んでいるのである。 $\vee$  はそういう意味である。したがって、 $X=\bar{C}_0 \vee C_1 P$  は  $(X=\bar{C}_0) \vee (X=C_1)$  に当然含まれているのである。ただ便宜上  $X=\bar{C}_0 \vee C_1 P$  なる形をも採用して差しつかえないのである。論理的には無駄項である。しかれば、なぜ  $X=\bar{C}_0 \vee C_1 P$  だけでは不足なのか。それが核心に触れる点である。式 (a) や式 (a)'' の場合には、 $X=\bar{C}_0 \vee C_1 P$  には  $P$  があるが、それに対して式 (3)' の方には  $P$  はない。したがって、対等になるなら、この場合の  $P$  は、全く任意でなければならない。それは、 $P$  に任意の一つの値を与えても、式 (3)' と対等になり得る場合でなければならないが、任意の一つの値では特殊解になってしまうので、(3)' と対等にはならないのである。その代わりに、全体が式 (a)' と対等になる。式 (a)' は、 $C_0=C_1=I$  のときには、 $P=X$  となるような  $P$  の値に対してのみ式 (a) および式 (a)'' が成立することを表わしている。表1の  $C_0=C_1=I$  の場合には  $X=P=0$  および  $X=P=I$  のときのみ (4)' と (3)' とが一致することを表わしているのである。

これに反して、

$$(C_0 \vee C_1) \{X = \bar{C}_0 \vee P C_1\} \vee (X = \bar{C}_0 \vee \bar{P} C_1) \quad (b)'''$$

および

$$(C_0 \vee C_1) \vee (X = \bar{C}_0 \vee P C_1) \quad (b)''''$$

は、式 (b) と共に、原方程式 (b)' と完全に対等である。式 (b)'''' の場合は式 (b) の  $P$  と同様に  $P$  は全く任意である。

このように、単に言葉で「 $P$  は任意」といっても、

それは不明瞭なのであって、(b)''' や (b)'' の場合と、(b)'''' の場合とでは意味が異なるのである。言葉を用いて、原方程式の成立するための必要、充分条件を別々に証明するのに比して、筆者の方法のように、式 (b) や (b)'' により、対等変換のみで (b)' を導く方法が、いかに簡単明瞭であるかということが判ったものと思う。特に (b)' がさらに複雑な式の一部分である場合にも、それを直ちに式 (b), (b)'', (b)''', (b)'''' のどれとも自由に置換え得ることも極めて便利である。

3. つぎに、質問者の議論のどこに難点があるかを解明しよう。

既に述べた理由により、読者には判明したと思うが、重ねていうと、筆者が式 (a) 内の式 (4) が式 (3)' より狭いという理由は、2. で表1について説明した通りである。

つぎに、式 (6) が (5) を満足するような  $P$  の値が求められるということで、直ちに

$$(3)' \rightarrow (4)$$

と書くところに誤りがあるのである。式 (3)' を満足するすべての  $X$  を (4) によって表わそうとすると、

$$(3)' \rightarrow \bigvee_{p=0,1} (4)$$

としなければならないのである。それがさらに、

$$(3)' = (C_0 \vee C_1) \bigvee_{p=0,1} (4)$$

となるのである。したがって、「筆者が (3)'  $\supseteq$  (4) から飛躍して (4) が狭いと結論した」と考える質問者の推察は誤りであって、質問者は  $\bigvee_{p=0,1}$  の有無による相違を見逃しているのである。

数学の教科書においても、定理を論理式で書き直してみると、文章からだけでは不明確で、証明を調べて初めて、正確な論理式で書表わされる場合がしばしばあるのである。

論理式を単に、条件の一部を表現するために使うのではなく、もっと、代数と同様に変換に応用することをすすめたい。そうすれば感違いを防ぐにも役立つであろう。  
(昭和35年10月19日受付)



UDC 621.382.3.032.271.011.22

## 第 43 巻 3 号掲載 菅野卓雄氏論文に対する討論\*

春日井敬彦 正員 西沢潤一

(東北大学電気通信研究所)

拙い論文<sup>(1),(2)</sup>が目に止まり恐縮に思います。しかし、著者の考えは空間電荷中性を無視したのではなくベース層の実効抵抗  $\rho$  は外部のベース抵抗  $R_b$  (菅野氏論文で  $r_b$ ) を算出する式

$$R_b = \frac{\rho_0}{2\pi W_b} \ln \frac{R_0}{R_e} \quad (\text{著者式 (1)})$$

$$\quad (\text{菅野氏論文式 (27)})$$

に用いる元々の抵抗率  $\rho_0$  とは異なり空間電荷中性とベース層内抵抗の不均一に対する補正をほどこすべきことは講演の際にもお断りした。したがって菅野氏の論文の特徴の電子の拡散を考えた解析結果の要点を抜き出すと、低注入のときに

$$r_b = \frac{\rho}{8\pi W_b} \quad (\text{著者式 (12)'})$$

$$\quad (\text{菅野氏式 (28)})$$

で与えられていた真のベース抵抗は

$$r_b = \rho / (4\pi W_b) \quad (\text{菅野氏式 (29)})$$

で与えられるべきであるということが主眼点であると思う。

高注入のときには

$$r_{bi} = \frac{1}{8} \cdot \left(\frac{a}{L}\right)^2 \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \frac{1}{I_e} \cdot \frac{1}{1-\alpha_i}$$

$$= \frac{1}{16} \cdot \frac{a^2}{bL_p^2} \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \frac{1}{I_e} \cdot \frac{1}{1-\alpha_i}$$

$$= \frac{1}{16} \cdot \frac{a^2}{bL_p^2} \cdot \left(\frac{kT}{q}\right)$$

$$\cdot \frac{1}{qp_1 D_p \pi a^2 / W_b} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left( \frac{W_b}{L_p} \right)^2 \right\}$$

$$= \frac{1}{8qb p_1 \mu_p W_b \pi} = \frac{1}{8\pi W_b (q p_1 \mu_n)}$$

であるから元々の式  $\rho / (8\pi W_b)$  で

$$\rho = \frac{1}{q \mu_n (n_0 + p_1)} = \frac{1}{q \mu_n p_1}$$

とおいたのと等しく、したがって空間電荷中性近似を用いて補正したものに一致すると思う。したがって、実験との比較も特に低注入水準における真のベース抵抗の倍の相違に注目すべきではないかと

思う。

実験結果を見ると、アーリーの式から出たものでは電流の小さいとき半分の値になることと、 $I_e$  の大きい方で一致すると言う結果が満足されとは限られていないように見えたことから、構造から数値を求めて理論計算をされたのではないように思われる\*\*。すると、特に菅野氏の理論と空間電荷中性の近似との比較を行なうのは電流を増したときの真のベース抵抗  $r_b$  ( $r_{bi}$ ) がいかなる関数形になるかと言うことにある

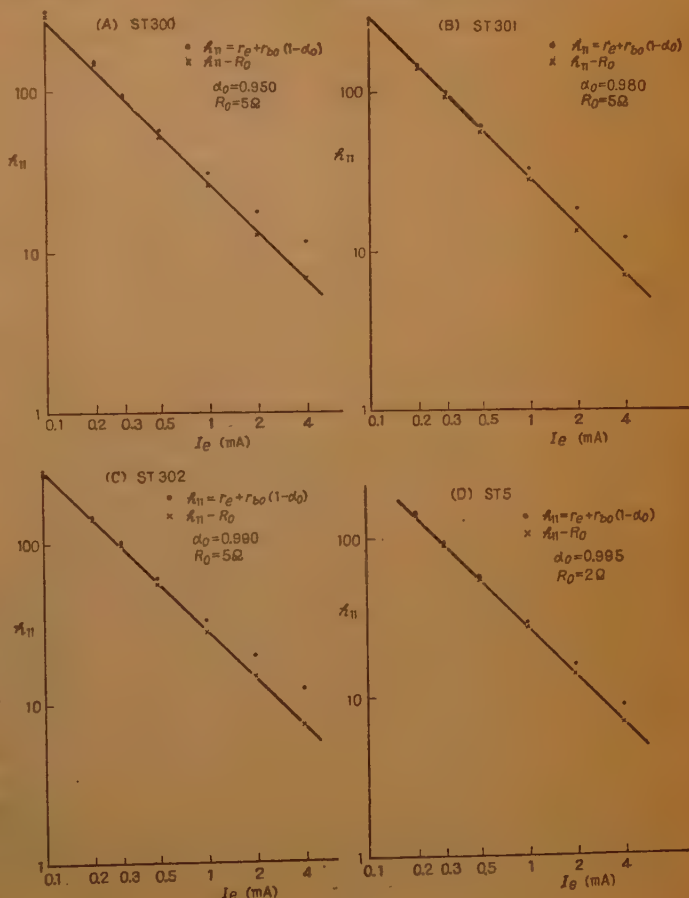


図 1

\* A Question for the Paper by Dr. T. SUGANO Published in No. 3 of Vol. 43rd. By TAKAHIKO KASUGAI, JUN-ICHI NISHIZAWA, Member (Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, Sendai). [論文番号 3351]

\*\*  $r_b = \frac{1}{4\pi W_b \sigma_n} = \frac{1}{4\pi \times 50 \times 10^{-4} \times 0.3} \Omega = \frac{1}{6\pi} k \Omega \approx 530 \Omega$

と思う。

菅野氏の論文では  $h_{11}$  からエミッタ抵抗  $kT/(qI_e)$  を引き残りを  $(1-\alpha_0)$  で除して  $r_b+R_b$  ( $r_{bi}+r_{be}=r_{bo}$ ) を求めておられるがそのとき  $\alpha_0$  に定数を用いられたように文面からは見受けられるが、柳井氏との共著の測定結果<sup>(1)</sup>からは ST 302 で  $\alpha$  は  $I_e$  が 0.1 mA から 5 mA までの間で 0.977 から 0.986 位に変わっているから、 $1-\alpha_0$  は 0.023 から 0.014 になったことになる。いずれにせよ  $\alpha_0$  の精度が  $\pm 0.23\%$  とのことから  $\alpha_0$  が 0.99 のとき、 $(1-\alpha_0)$  は  $0.01 \pm 0.0023$  で 40% の範囲にばらつくことになり、若干検討法として精度が問題になりはしないだろうか。特に  $kT/qI_e = r_e$  とすることが若干問題がある場合の誤差がひどく大きくなるのではないと思う。

たとえば付図のように、最も一致のよくないと言われる場合の ST 301, ST 5 で各々  $h_{11}$  のまゝの点に示す値から抵抗 250  $\Omega$ 、(菅野氏 300  $\Omega$ )、400  $\Omega$  (菅野氏 5  $\Omega$ ) を引いて考え他の ST 300 と ST 302 は菅野氏の示されたままの 100  $\Omega$ , 500  $\Omega$  を引いて電流に対してプロットしたのが  $\times$  印になる。決して単純な空間電荷中性近似で一致が悪いとは言えないと思う。すなわちベース抵抗  $R_b$  ( $r_{be}$ ) の見積り方ではなほだしく結果

が相違して来ると思う。

以上のような次第で、現在充分に実験的に証明できたとは言えないのではないかと考えるがいかがであらうか。

なにか思い違いもあるかと思うので、以上御教示下さるようお願い申し上げます。

私も、ベースの実効抵抗率  $\rho$  が  $4n$  と  $4p$  とによって下げられるのだらうと思っておったが、菅野氏の論文の範囲 (すなわち、 $0 < x < W_b$  では正孔の横方向の動きが無いと言う仮定) では  $4n$  だけが寄与するだけであることを知り、はなはだ美事な理論解析であると思う。それだけに私達も外部ベース抵抗が大きいことはたびたび委員会で御報告申し上げてきたが、今後とも特に菅野氏の結果を念頭におきいろいろと測定結果を提示して、菅野氏の言うように「一步でも結論に近付いて行きたい」と思っているの、あえて紙上をかりてよく納得できない点の御教示を願う次第である。

#### 文 献

- (1) 渡辺、西沢、平間、伊藤：東北大学電通談話会記録 27, 1, (昭 33-07).
  - (2) 渡辺、西沢、平間、伊藤：昭 33 信学全大予稿.
  - (3) 柳井、菅野、片山：信学誌 43, 1, (昭 35-01).
- (昭和 35 年 5 月 13 日受付)

UDC 621.382.3.032.271.011.22

## 春日井、西沢両氏の討論に対する回答\*

正 員 菅 野 卓 雄

(東京大学 工学部)

筆者の論文に対し詳細な検討を加えられ、熱心な御討論をお寄せいただき誠に有難うございました。

両氏の御意見を十分検討した結果、つぎのように考えられますので御回答申し上げます。

まず貴論文<sup>(1)</sup>の基本式の一つである

$$\frac{dr}{dr} = i \frac{\rho}{2\pi r w_b} \quad (1)$$

ただし、 $v$ ：電圧、 $i$ ：電流、 $\rho$ ：ベースの比抵抗

$w_b$ ：ベース領域の厚さ

$r$ ：半径方向の位置座標

について考えてみる。式(1)はオームの法則を表わし

\* Reply to the Discussion from Takahiko Kasugai and Junichi Nishizawa. By TAKUO SUGANO, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo). [論文番号 3352]

たものであるが、式(1)の右辺は半径方向の電界の強さ  $E_r$  であるから、式(1)を書き直すと

$$i = \frac{2\pi r}{\rho} w_b E_r \quad (2)$$

となり、式(1)が電界によるドリフト電流しか考えていないことは明白である。しかしトランジスタのベース領域内の電流としては他に拡散電流を考えるべきことはいふまでもない。高周波トランジスタのごとくエミッタ半径がかなり小さい場合でもベース抵抗を考える以上必ず半径方向に接合に加わる電圧の変化があるはずで、したがって半径方向のキャリアの密度分布を無視することはできない。

さて、式(1)は正孔電流や電子電流について考えたものではなく、全電流に対して考えたものと思われる

ので拡散電流の項を考えなくてもよい場合は正孔拡散電流と電子拡散電流が丁度打消した場合に限る。そのためには

$$D_p \text{grad } p = D_n \text{grad } n \quad (3)$$

ただし  $D_p, D_n$ : 正孔および電子の拡散定数

$p, n$ : 正孔および電子密度

が成立しなければならぬ。しかし電気的中性条件を仮定すれば

$$\text{grad } p = \text{grad } n \quad (4)$$

となって式 (3) は成立しない。

したがって貴論文においては電気的中性の条件を採用されなかったことになるのではないと思われる。

もっとも電気的中性条件はトランジスタのベース領域内でかなりよい近似で成立していると考えられる条件であって、必ず成立していなければならない一般的な原理とは考えていないことを念のため申し添える。

また確かに御講演の際、私の質問に対してベース層の実効抵抗率  $\rho$  は半導体片の元来もっている抵抗率  $\rho_0$  とは異なり少数キャリアの注入による変化を考慮すべき旨回答されたが、その具体的方法や結果に関しては触れられなかったと記憶している。

したがって討論中

$$\rho = \frac{1}{q\mu_n p_1}$$

の関係が空間電荷中性近似を用いて補正したものに一致すると述べておられるが、補正した結果がどこで導かれていたか御教えいただきたい。

つぎに実験値との照合に関して幾多の問題があることは御指摘の通りであり、私もこれで問題が解決したとは考えていない。写真はトランジスタ ST 300 の断



トランジスタ ST 300 の断面

面であるが、このような形では構造から寸法を求めて理論計算することが極めて困難であることは御了解いただけたと思う。したがって残された方法は実験値を理論式で説明できるように数値を選んだ場合、その数値が素子の構造・寸法および素材の物理定数等色々の角度からみて妥当と考えられるか否かという方法になり、私としてはこの方法を採用した訳である。

討論中の図面は  $h_{11}$  からエミッタ電流に依存しない一定のベース抵抗による寄与を差し引いたトランジスタ本来の  $h_{11}$  がエミッタ電流に逆比例することを主張しておられることと思うが、ST-5 は中電力用のリング・ベース電極のトランジスタであるから、その外部のベース抵抗として  $400 \Omega$  を仮定することは構造からみて納得できないし、また内部のベース抵抗がエミッタ電流に無関係とは考えられない。

両氏は単純な空間電荷中性近似でもよいと主張しておられるが、このような点で賛成致しかねるし、また  $h_{11}$  で比較しては小電流領域ではエミッタ抵抗の値が大きくてほとんどこれによって定まり、大電流領域では外部のベース抵抗によってほとんど決まるので、内部のベース抵抗について議論することはむずかしいと思う。この点は換言すれば御指摘のごとくベース抵抗の実測がむずかしい点でもある。

ベース抵抗といっても等価回路によりそのもつ意味の異なる場合もあるので一概に論じることは危険であるが、ベース抵抗がエミッタ電流により変化することは従来も知られていたと思う<sup>(2)</sup>。筆者の導いた結果と従来のベース抵抗を与える式とのおもな差違は後者がベース抵抗の電流依存性を定量的に表現できないという点である。

しかしこの点に関し筆者の結果に実効抵抗率の概念を導入し従来導かれていた結果と明快な対応をつけられたことについて厚く感謝の意を表すると共に、今後共益々御指導、御べんたつ下さるよう、お願い申し上げる次第である。

## 文 献

- (1) 渡辺, 西沢, 平間, 伊藤: 昭 33 全大論文集 p 204.
- (2) たとえば R.F. Shea: "Principle of transistor circuit", John-Wiley & Sons, p 43, (1953).  
L.J. Giaccolleto: RCA Rev. 15, 4, p 535.

(昭和 35 年 9 月 8 日受付)



### 相関を有する雑音による最適連続ろ波器の2乗平均雑音出力

M. Blum: "On the Mean-Square Noise Power of an Optimum Continuous Filter for Correlated Noise", Trans. I.R.E. IT-8, 4, p 426, (Sept. 1960). 水町守志訳 [資料番号 5105]

設けが有限な連続ろ波器の出力誤差の2乗平均値が求められている。ろ波器は入力が多項式で表わされる場合に偏差最小のものである。この種の最適ろ波器の簡単な求め方は Blum が発表している (M. Blum: "Generalization of the class of nonrandom inputs of the Zadeh-Ragazzini prediction model", Trans. I.R.E. IT-2, p 76, June 1956). 本論文は、その計算例である。

ろ波器の入力は  $(0, T)$  の期間で、

$$S(t) = p(t) + N(t)$$

ただし

$$p(t) = \sum_{k=0}^n a_k p_k(t)$$

$$p_k(t) = \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{k}{j} \left( \frac{k+j}{j} \right) \left( \frac{t}{T} \right)$$

、(ルジャンドルの多項式)

で表わされるとする。雑音としては白い雑音と指数相関を有するものについて計算が行なわれている。

白い雑音については

$$\Omega_k = \int_0^T p_k(T-x) W(x) dx \quad k=0, 1, \dots, n,$$

$W(t)$ : 最適ろ波器の伝達特性、(重みづけ関数)

$$S_{kk} = \int_0^T p_k(T-t) p_k(T-t) dt \quad k, e=0, 1, \dots, n,$$

とすると、 $S = \{S_{kk}\}$  のマトリクスは対角マトリクスとなり、重みづけ関数および出力の r.m.s. 誤差はそれぞれ

$$W(x) = \sum_{k=0}^n \frac{p_k(T-x)}{S_k} Q_k \quad (S_k = S_{kk})$$

$$\sigma_\infty^2 = \sum_{k=0}^n \frac{Q_k}{S_k}$$

と表わされる。もし  $T-\alpha$  のときの  $L$  次微係数が出力として希まれるときには、 $W(x)$  を  $T-\alpha$  のときの  $L$  次微係数を求めるものとすればよい。

指数相関を有する雑音は、相関関数が、 $\frac{2}{\alpha} e^{-\alpha|t|}$  および  $e^{-\alpha|t|}$  のものについて計算が行なわれている。後者について詳細に計算過程が示されている。この  $T_0 = T$  において最適となる重みづけ関数は

$$\int_0^T W(x) \theta(t-x) dx = \sum_{k=0}^n \lambda_k p_k(T-t) \quad \theta(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}$$

である。この積分方程式の解法および誤差の計算が示されている。

上述の雑音の下で、入力信号の多項式が6次までのものについて、0~2 次の微係数の最適ろ波器のパラメータおよび誤差が表示されている。

(秋山委員)

### PNP および NPN トランジスタを用いたカスコード・トリガ回路

P. Arnoldt: "A Cascode Trigger Circuit Using a PNP and NPN Transistor", Electronic Engng. 32, 392, p 620, (Oct. 1960). 吉沢滋訳 [資料番号 5106]

この論文では図1のような PNP と NPN トランジスタをカスコード接続したトリガ回路を提案している。ここで、 $E_T$

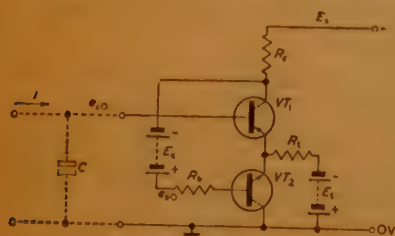


図 1

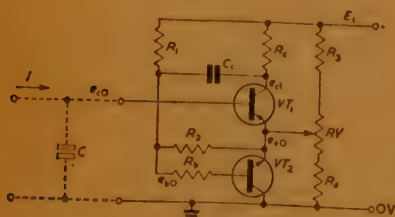


図 2

は  $E_S$  より小さく、 $E_C$  は  $E_S - E_T$  よりわずかに小さい。  $e_{c0} > -E_T$  ならば  $VT_1$ ,  $VT_2$  とともにオフであり  $e_{c0} \leq -E_T$  となると  $VT_1$  はオンになり  $R_e$  と  $R_1$  による結合回路により  $VT_1$ ,  $VT_2$  とともにオンとなる。この回路は PNP と NPN の複合回路に似ているがカスコード接続であり  $VT_1$  のベースが浮いている点が異なる。実際回路は図2のごとく  $E_C$  の代わりに  $C_e$  を、 $E_T$  の代わりに電圧分割器を用いる。この

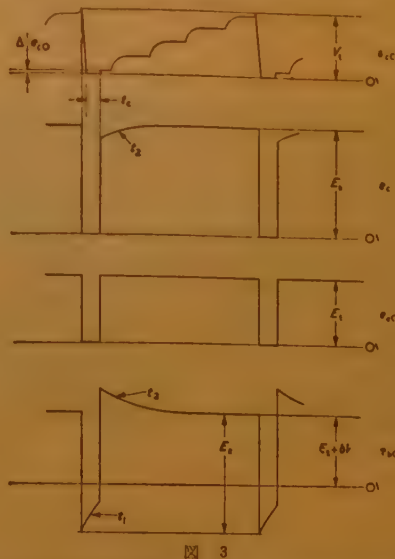


図 3



図 4

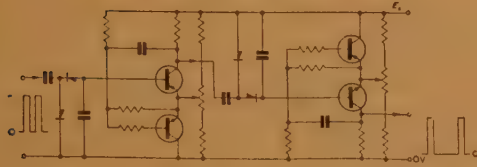


図 5

結果、回路は単安定形になり、入力端に図 4 の  $C$  蓄積積分数回路を接げば分周器となる。また入力端に  $C$  と直流電流源の並列接続したものを接げばのこぎり波状発振器になり、さらに  $E_T$  を他の任意波形で動かせば時間変調回路となる。図 3 は分周器としたときの波形である。さらにこの論文では与えられた分周比に対する最適の定数値について考察している。

実験例では 100 kc/s の矩形波入力、分周比 10, 5~50°C の範囲で安定に動作した。図 5 はこれを 2 段にしたもので、第 2 段は第 1 段の相補回路である。この形の実験例では 80~120 kc/s 矩形波入力、分周比 10<sup>4</sup>, 5~50°C の範囲で満足に動作したことが報告されている。

(柴山委員)

### 電子回路設計に対する回路構成技術の応用

F.H. Blecher: "Application of Synthesis Technique to Electronic Circuit Design", Trans. I.R.E. CT-7, p 79, (Aug. 1960). 佐川雅彦訳 [資料番号 5107]

いままでに開発された能動 RC 回路網構成法のうち

(i) Negative Impedance Converter (NIC) を用いた Linvill の方法,

(ii) Gyrator を用いた Horowitz の方法,

(iii) NIC を用いた柳沢の方法,

(iv) NIC を用いた Kinariwala の方法,

(i)~(iii) は伝送関数の合成, (iv) は二端子 Impedance の合成を取扱っている。) の 4 個の方法を取上げている。まず各方法の理論のあらましを紹介し、特に回路の伝送関数が

$$T(p) = K_0 \frac{N(p)}{(p+\sigma)^2 + \omega_c^2}$$

( $N(p)$  は二次以下の多項式) なる形をとるとき、能動素子の変動に対する伝送関数の pole sensitivity を検討してい

る。つぎに、これらの 4 方法を一般性、pole sensitivity の 2 点から比較している。

すなわち、分母が複素周波数平面の左半面に根をもつ有理形伝送関数の合成については、(i), (iii) および (iv) は理論的にはどのようなものでも合成できるが、(ii) には極の位置、数に制限がある。

また伝送関数が上式で与えられたときの能動素子に対する pole sensitivity について述べられている。すなわち、 $N(p)$  が  $p$ ,  $p^2$ , もしくは常数の場合は (ii) が最もすぐれ、 $N(p)$  が  $(p^2 + \omega_c^2)$  なる形のときは (iii) が最もすぐれた結果を与える。一般的にみると、能動素子に対する pole sensitivity を最良にすると、受動素子に対する pole sensitivity もほぼ最良となり、両者の数値の大きさもほぼ一致する。結局、能動素子も受動素子と同程度の精度を有することが望ましい。

最後に以上のような要求を満足するような例として 12 次の Tchebycheff 特性の能動帯域ろ波器の設計をあげている。

(柴山委員)

### 各種変調方式の併用とその相互関係

W.D. Meewezen: "Interrelation and Combination of Various Types of Modulation", I.R.E. 48, 11, p 1824, (Nov. 1960). 水町守志訳 [資料番号 5108]

音声放送に用いられる典型的な変調方式について論じてある。変調方式としては、振幅変調 (AM), 搬送波抑圧両側波帯 (SCDSB), 単一側波帯 (SSB), 直交変調 (QM: quad-

ature modulation) 位相変調および周波数変調があげてある。

各変調方式の理論については、何ら新しい所はないが、表 1 に示すような音声信号の電力の周波数分布に関する各変調方式の側波帯が求められている。表 1 は J.P. Overley: Energy distribution in music. Trans. I.R.E. on Audio, AU-4, pp 120, Sept.-Oct. 1956 よりの引用である。結論としては、最大位相推移の少ない (変調指数 3 の) 位相変調

表 1

PERCENTAGE CONTRIBUTION TO 100% MODULATION WITHIN DIFFERENT FREQUENCY BANDS FOR VARIOUS TYPES OF MUSIC

Frequency band (cps)	20 37	37 75	75 150	150 300	300 600	600 1200	1200 2400	2400 4800	4800 9600	9600 20000
Pipe organ	5½	20	20	14½	12½	12½	9	4½	1	-
Symphony orchestra, heavy strings, woodwinds, basses	-	7½	10½	12	21½	15½	24	3½	4½	1
Speech (male)	-	5	12½	17½	22	17	12½	7½	4½	1½
Small concert orchestra, heavy brasses	-	9½	12	7½	15	17	21½	12	4½	-
Soprano solo with orchestra	-	1½	3½	7½	26	36½	13	10½	2½	-
Full symphony orchestra	-	3	12	4½	24	21½	17½	10½	5½	1½
Dance band, instrumental	-	4½	9½	11	11	19½	21½	15½	7	1
Small string group, background, semi-classical	-	10½	7½	12½	19½	17½	15½	12½	5	½
Baritone with band	-	15	16½	15	16½	18½	9½	5½	3	-
Large mixed chorus	-	2	5½	8½	26½	21½	21½	13½	1½	-
Piano solo	-	-	6½	17	30½	27	12	5½	½	-

が、振幅変調および、周波数変調に S/N 比で優ることが主張されている。

さらにステレオ放送用変調方式として、二つのチャンネルをそれぞれの側波帯にのせず、二つのチャンネルの和を振幅変調、差を位相変調で放送する方式が提案されている。これは放送の占有帯域幅を拡げることを要しない。また通常のラジオ受信機でステレオ放送二チャンネルの和を受信することができ、

ステレオ用受信機としては、通常の受信機に位相検波器を付加すればよいわけである。すなわち送受信、特に受信の上から、この方式は現用の受信機をあまり改める必要がない利点がある。この際の振幅変調波および、位相変調波の相互関係——相互に与えるひずみが、表1の数値から求められている。

(秋山委員)

## NTCS 信号の順次式カラーテレビジョン方式への応用

K. Wirth: "De L'adaptation du Signal N.T.

S.C. aux Systemes Séquentiels de Television en Couleurs", Onde Elec. 40, 398, p 411, (Mai 1960). 谷村洋訳 [資料番号 5109]

カラーテレビジョンを順次式で再現する方法は図1に示すように ⑥はクロマトロン、⑦はアップルチューブの場合で、⑧は電子銃に加えられる信号を示したものである。青、赤、緑の各色についてディラックの関数を用いてこれを式で示すと、

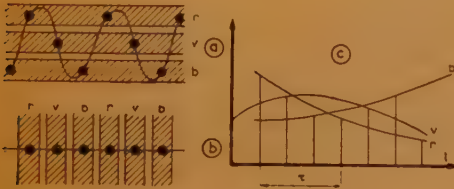


図 1

$$r^*(t) = r(t) \sum_n \delta(t - n\tau) \quad \left( \sum_n = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \right)$$

$$g^*(t) = v(t) \sum_n \delta\left(t - n\tau - \frac{\tau}{3}\right)$$

$$b^*(t) = b(t) \sum_n \delta\left(t - n\tau - \frac{2\tau}{3}\right)$$

三色を合成した信号  $S$  は

$$S = r^* + v^* + b^*$$

この式をつぎの

$$\frac{1}{\tau} \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{\tau}\right) \text{ を } \sum_n \delta(t - n\tau) \text{ とするフーリエ}$$

変換を用いて書き直すと

$$S = \frac{1}{\tau} \left[ \sum_n R \left( f - \frac{n}{\tau} \right) + \sum_n e^{2\pi i \frac{n}{3}} V \left( f - \frac{n}{\tau} \right) + \sum_n e^{2\pi i \frac{2n}{3}} B \left( f - \frac{n}{\tau} \right) \right]$$

で表わされる。ここで  $1/\tau$  を副搬送波の周波数とすると、色信号に相当する項は  $n = \pm 1$

であり、 $n = 1$  の場合の色信号の図を図2に示す。これを  $K$  軸、 $L$  軸について求めると、

$$K = B \cos \alpha - R \sin(30^\circ - \alpha) - V \cos(60^\circ - \alpha)$$

$$L = -B \sin \alpha + R \cos$$

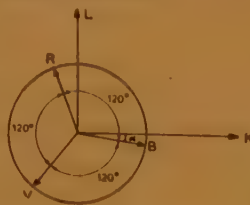


図 2

$$(30^\circ - \alpha) - V \sin(60^\circ - \alpha)$$

$$\text{また } K = k(B - Y)$$

$$L = l(R - Y)$$

で表わし、 $Y$  を消去すると

$$B - R = \frac{L}{k} - \frac{L}{e}$$

の関係が得られる。これらより、

$$k = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}$$

$$l = \frac{\sqrt{3}}{\cos \alpha + \sqrt{3} \sin \alpha}$$

また白黒信号  $Y$  は、赤、青、緑の3色にそれぞれ  $r, v, b$  の係数をかけて得られる。すなわち

$$Y = rR + vV + bB$$

$$\text{ただし } r + v + b = 1$$

上式より係数を求めると、

$$r = \frac{1}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{3}}$$

$$v = \frac{1}{2} \left( \cos 2\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{3}} \right)$$

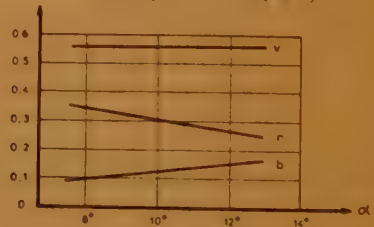
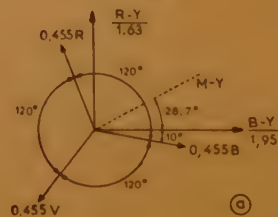


図 3



④

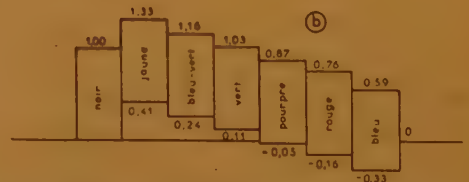


図 4



表 1

$\alpha$	$r$	$v$	$b$	$k$	$l$
8	0.341	0.560	0.099	1.099	1.407
9	0.322	0.565	0.114	1.114	1.376
10	0.303	0.569	0.129	1.131	1.347
11	0.284	0.572	0.145	1.147	1.320
12	0.265	0.574	0.161	1.165	1.294

となり、これらより種々の $\alpha$ についての各係数を図3に示す。この中で定輝度に近い $\alpha$ の値は $\alpha=10^\circ$ の場合で、このときのカラーバー信号の波形を図4⑤に示す。すなわち順次方式でカラー信号を再現する場合には、上にのべたような解析を行なって少し変形する方がよい。

(吉田(順)委員)

## 拡声電話における送話距離とそれに 関連したパラメータの研究

M.B. Gardner: "A Study of Talking Distance and Related Parameters in Hand-Free Telephony, B.S.T.J. 39, 6, p 1529, (Nov. 1960).

三浦宏康訳 [資料番号 5110]

本論文は拡声電話機についてこれまで行われてきた研究結果をまとめ、それよりマイクロホンと口の距離を従来の18～21インチより5インチに縮める方式(近接送話方式)を提案し、その試験結果につき述べたものである。すなわち長いアームの先端にマイクロホンを取付け、使用しないときはアームをたてておき、使用時アームを倒して口の近くに持ってくるもので、かくすることにより送話増幅器の利得を12dB低下させることができ、Room Constant 100の部屋で使用しても相手に反響を知覚させない。

現場試験はSan FranciscoとMurray Hillにおいて18人の被験者を選定して行なわれた。前者では595形拡声電話機に近接送話器をつけたときとつけないときの比較を行ない、後者では音声スイッチ方式の拡声電話機に近接送話器をつけたときとつけないときの比較が行なわれ、いずれも試験終了後インタビューによって好みが調査された。その結果を表1, 2に示す。

表1ではRoom Constantが928以下では全員近接送話

表 1

Subscriber Number	Preference	Room Constant, R	Subscriber Number	Preference	Room Constant, R
1	Prox.	low	10	Prox.	882
2	Prox.	—	11	Prox.	928
3	Prox.	399	12	595	947
4	Prox.	429	13	Prox.	1007
5	Prox.	474	14	Prox.	1061
6	Prox.	500	15	595	1225
7	Prox.	562	16	595	1566
8	Prox.	589	17	595	1633
9	Prox.	810	18	595	2412

方式を選択しているが、表2では全般的に低いRoom Constantにもかかわらず、近接送話器のない方式を好む人が多い。この理由は、Murray Hillでは第1に拡声電話機を会議用電話として使う人が多く、第2に音声スイッチ方式であるため鳴音の点で非常に改善されていること、第3に被験者がSan Franciscoでは自由業であるがMurray Hillではサラリーマンであるため、相手に与える悪影響に比較的自由心である等のためであろう。

このMurray Hillの人も近接送話方式を兼ねた方式を好むことを明らかにし、これらの結果より近接通話方式の有効なことが確かめられた。

表 2

Participant Number	1	2	3	4	5	6	7	8
	Preference Decisions of Test Participants						Estimated Preference of Far-End Subscriber	
	Local			Long Distance				
	Prox.	Deak	Prox.	Deak	Prox.	Deak	Prox.	Deak
1	498		60		60		75	
2	520	60		60	60		60	
3	538	75		95			100	
4	556	70		90			70	
5	588		90		60		100	
6	658		75		80		55	
7	663	60		90			70	
8	663	75		75			95	
9	673	60		65			80	
10	700		70		70		60	
11	705	85		100			75	
12	710	70		80			80	
13	710	80		100			80	
14	714	55		70			90	
15	720	65		75			90	
16	740		80		80			60
17	802		60		60		60	
18	805	75		60			65	
Votes for			12	6	14	4	17	1

(富田委員)

## 両耳効果を用いた片耳における 時間的マスクング

N. Guttman, W.A. van Bergeijk and E.E. David, Jr.: "Monaural Temporal Masking Investigated by Binaural Interaction", J.A.S.A. 32, 10, p 1329, (Oct. 1960). 渡辺真吾訳 [資料番号 5111]

聴覚神経機構の時間的な分解能力の研究は継続的な音刺激の知覚によって行なわれるが、たとえば相続く2音の間隔が神経機構の分解能力よりも短い場合には時間的に2音を識別することが困難となり、マスクング現象があらわれる。先行

音が後続音をマスクするとき forward masking, 後続音が先行音をマスクするとき backward masking が起こる。ここでは両耳現象を利用して3種の試験により forward および backward masking を研究した。実験には3つのクリック刺激を用い、被験者の一方の耳に相続く2つのクリック音  $S_1$ ,  $S_2$ , 他方の耳に単独のクリック音(探索音)  $S_3$  をあたえた(図1)。forward masking はクリックの強さの変化およびクリックのくり返し速度によって著しく影響をうける。forward masking があらわれるクリック間隔  $\delta t_m$  (これは2つのクリックを識別できる最小の間隔に相当する)は先行音の強さが増加すると増加して識別能力は減少するが、くり返し

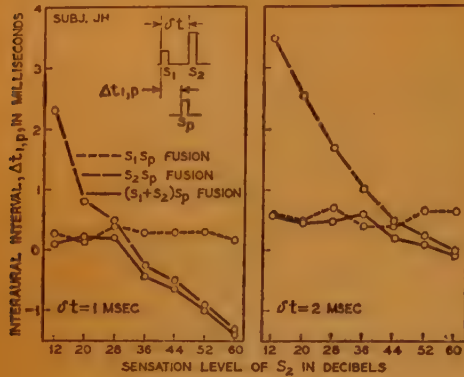


図 1

## 軽量交換手用送受器

H.J.C. Spencer and J.S.P. Robertson: "A Light-Weight Headset for Telephone Operators", P.O.E.E. 53, 3, p 177, (Oct. 1960). 三浦宏康訳 [資料番号 5112]

英国郵政庁が S.T.C. と協力して新しく実用化した一体形の交換手用送受器 (図 1) についての報告で、受話器のすぐ下に送話器を取付け、ホーンを利用して音圧を送話器に導く構造のもので、受話器よりパイプを出しその先端に送話器を設ける構造に比して、ヘッドバンドの圧力を軽くでき、コードの取付が簡単となり送話器の損傷も少なく全体にバランスのとれた構造となる利点を有する。

本体はナイロン製で送話器、受話器ともに本電話機用に新らしく作られた。送話器は半球電極形炭素送話器、受話器はロッキングアマチュア受話器である。

送話器に音圧を導くためにナイロン製のエキスポネンシャルホーンが用いられ、その cut off frequency を送話器の第 1 共振波数のすぐ上に選ぶことによってその共振の山をつぶしている。

送話器は 40 mA の供給直流電流で従来のものの 120 mA の供給直流電流のときと同等の感度が得られるため 40 mA に下げて使用される。また電話局の交換台で使用するときには受話レベルが高すぎる (受話器の感度が従来のものより約 7 dB 上っている) ため 150 Ω の抵抗で短絡して使用される。

## シリコン p-n 接合における金属の析出

A. Goetzberger and W. Shockley: "Metal Precipitates in Silicon p-n Junction", J.A. Phys. 31, 10, p 1821, (Oct. 1960). 小松良策訳 [資料番号 5113]

シリコンに含まれている金属 (Cu, Fe, Au, Mn) は冷却に際して過飽和の状態となり析出がおこなわれる。銅などは転位によく析出することが観察されているが、p-n 接合に析出があると飽和電流領域中に過剰電流が流れ丸みがかった“軟い”逆特性の原因になる。すなわち燐を拡散させダイオードとした試料を種々の金属硝酸塩溶液に入れて処理し、乾燥させてから熱処理 ( $H_2$  中, 1000°C, 60 分, 室温まで 6

速度の増大に対しては減少して識別能力は高められる。また backward masking は相続くクリック音の間隔が小さく (2 ms 以下)、かつ後続音の強さが先行音よりも大きいときあらわれる。この状態をしめしたのが図 1 である。後続音  $S_2$  の強さがある臨界値よりも小さいときは forward masking があらわれているが、その値よりも大きくなると backward masking があらわれ、強い後続音が弱い先行音をマスクするようになる。このような間隔の短いクリックに対する backward masking は forward masking の特殊な場合と考えられるが、間隔が数 ms 以上のときあらわれる backward masking はマスキングの機構が前記のものとは異なってくる。さらにくり返し速度が大きき場合に分解能力が高まることを説明するための一つのモデルを論じている。

(富田委員)

なお、P.B.X. で使用するときには必要に応じてこの抵抗を除去し送話器への供給直流電流も 120 mA までふやして用いられる。本電話機は 5 オンス (140 g) で従来のものの 1/3 以下である。



図 1

(富田委員)

分以内で急冷)した結果は硝酸塩処理をしない場合に比し“硬い”特性がマンガンで全体 (50以上) の約 90% から 30% に、鉄では 90% から 60% に減少し軟い特性のものが多くなる。鉄を拡散させて軟い特性となったダイオードの逆電流は局部的に限られた高電界点で流れる。(図 1) -70°C で電流は電圧の 5.5 乗にしたがう。一般に軟くなった特性では 3 乗から 7 乗で変化する。これから過剰電流は Zener のトンネル効果に基づくものと推察され、表面の影響よりも本体に起因するものである。

軟い特性は好ましくないので析出を除去あるいは阻止する技術が重要となり、表面から析出を取去る二つのゲッター作用を開発した。一つはニッケルや亜鉛の蒸着薄膜で表面を被い

熱処理 ( $H_2$  中,  $1000^\circ C$ , 60 分) をする。他は五酸化燐あるいは酸化硼素を蒸着又は塗布し熱処理し、燐素のガラス状酸化層にしてゲッタ作用をおこなう。銅を拡散させて軟くなった試料にニッケル膜を施すと硬い特性が 10% から 20% に、亜鉛では 10% から 30% に改善された。しかしいずれも析出処理前の割合までに回復させえない。

燐素または燐のガラス

状態化物によるゲッタ作用が最も良い結果をあたえる。図 2 は析出が除去される機構を表わし、表面で形成される化合物は燐酸塩または硼酸塩である。銅を拡散させた試料に燐燐酸ガラスでゲッタ作用をおこなうと硬い特性だったものが 15%

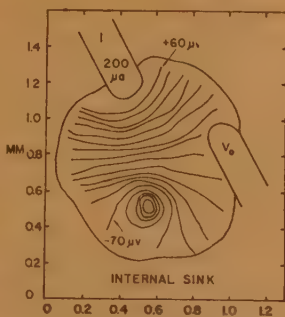


図 1

から 70% に増加する。加熱処理管が汚れていたため  $1300^\circ C$  で 2 時間拡散し軟い特性となったダイオード全部が 80% 硬い特性と化し、いちじるしく改善された。時間、温度とゲッタ作用との関係は燐燐酸ガラスでは  $1000^\circ C$ , 30 分で全部軟い特性であったものが 60 分で、また  $1050^\circ C$  では 25 分以上で 100% 硬い特性に変わる。燐燐酸ガラスの場合はわずかに高い温度で効果があり、 $1050^\circ C$ , 15 分では 20%, 30 分で 100% 改善され明らかな除去効果を認めることができる。

ゲッタ作用をもつ被覆処理は多くの半導体装置に対し通常最終段階の拡散に含ませて容易に利用しうるものである。

(三宅委員)

### 進行波管の周期磁界集束系中の磁界とその分布

M.J. Schindler: "The Magnetic Field and Flux Distributions in a Periodic Focusing Stack for Traveling-Wave Tubes", R.C.A. Rev., 21, 3, p 414, (Sept. 1960). 小山次郎訳 [資料番号 5114]

進行波管の周期磁界集束系中の磁界とその分布がこの論文で解析されている。

現在使われている周期磁界集束系の設計は正負に荷電された円筒に対するラプラスの方程式の二つの解に基礎をおいている。一つは図 1 のような罫 (つば) をもつ円板の軸に沿っての磁界を計算するのに用いられる。また第二の解は円板の外周を円筒面と見て、その外側の浮遊磁界を計算するのに使われる。この方法では "つば" の外面と円板の側面によって作られる磁界の寄与は考えていないので、磁石の動作点を決めるのに近傍の磁石の影響は無視されていることになる。この方法から計算された中心の磁界は実際と比較的によく一致する。これはある程度近傍の影響が打消し合うためである。しかしこの方法では磁石中の反磁界や系の端における軸方向磁界の不規則性は計算できない。

磁石が入る空間における反磁界は普通の方法で計算されたものの 2 倍以上であることが測定されている。いま無視されている要素 (すなわち円板側面と罫の外面の磁気的電荷) の

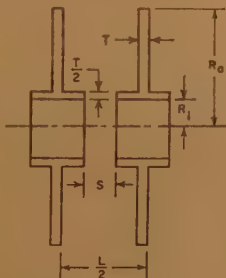


図 1

反磁界への影響を計算に取入れると、この集束系中実際の磁界と非常によく一致する。

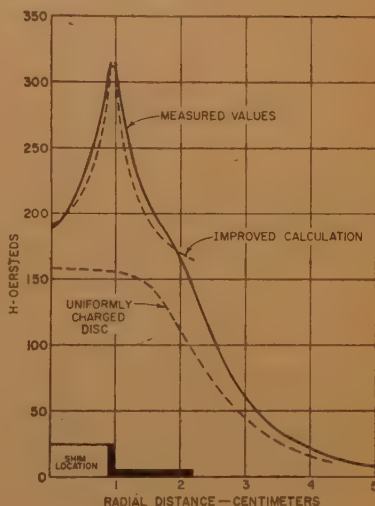


図 2

図 2 は集束磁石中の磁界分布の計算と実際を比較して示したものである。反磁界は磁石の動作点を変えることになるから、設計にはこの場合に意味のある磁化曲線を用いねばならない。

近傍の磁石の軸方向磁界への影響は、大体 50% 程度最初の値を

変化させることができるが、この影響力は集束系の中心付近では、どの磁石に対しても同じであるが、系の両端近くの磁石に対しては影響の一部が無くなるので、中心付近のそれとは違って来る。これは軸上の周期磁界が不規則となる原因となる。中心と両端では周期磁界の振幅は約 10% 違う。

(小山委員)

### 周期電界集束形高出力進行波管の低速波回路

E.F. Belohoubek: "Slow-Wave Structures Electrostatically Focused High-Power Traveling-Wave Tubes", RCA Rev., 21, 3, p 377, (Sept. 1960). 小山次郎訳 [資料番号 5115]

現在の進行波管への要求のおもものの一つは軽量で高出力、広帯域ということである。最近周期電界集束が電子ビームの集束に非常に有効で、 $2 \times 10^{-4}$  程度のパービアンスの電子ビームを集束することができ、周期磁界集束に比べても幾多の利点をもっていることが明らかとなった。この論文では



高出力の進行波管に使われる周期電界集束用遅波回路の一つについて説明している。

従来周期静電集束に使われる低速波回路はほとんど二重らせん回路に限られていたが、高出力を望む場合にはこの回路は適当でない。この論文では図1(a)のような基本波が後進波となる回路(この種の回路は増幅管に適している)を静電集束できるように変形することを提案している。図1(b)のように集束用電極を基本回路(a)に加えると高出力管用の静

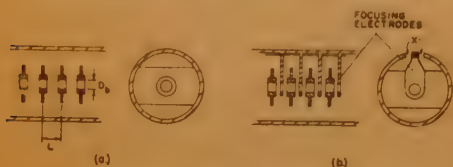


図 1

電集束回路が構成できるが、これによって基本の伝送特性はほとんど変化せず、30%程度電子との結合インピーダンスが低下する。さらにこの挿入された棒の共振周波数の付近で他の不要伝送状態が発生する。この他伝送状態の発生はその周波数幅を狭くするとか、外に吸収するとかして、どうしても防せがねばならない。

この完全な対策は図2のように基本回路の棒(図1(a))を交互に90°交叉させ、集束用電極をそれに対して45°になる

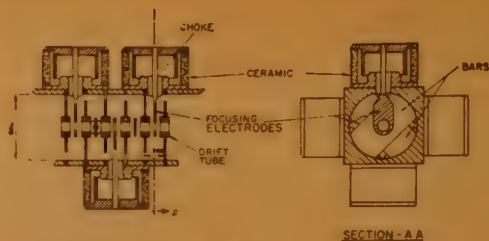


図 2

ように置くことである。そして直流用導線は高周波チークを通して外に引出される。これによって他伝送状態の幅は狭くなり、集束用電極間の結合も少なく、後進波共振の原因となる状態はCold Testでは検知できないほどになる。

比較的低い周波数でこの構成を利用しようとするとき全体が非常に大きくなり、高い周波数には少々複雑すぎるものとなる。そこで基本回路は図1(a)のまま集束用電極棒に損失の大きなものを用いるとか、導入棒の長さをバラバラに変えておくとかして、他伝送状態の発生を除去できる。

これらの方法を用いてX帯で5kW、S帯ならば数MWの静電集束進行波管を設計することが可能であることがわかった。(小山委員)

### トンネルダイオードを用いた高速計数回路

P. Spiegel: "High Speed Scalers using Tunnel Diodes", R.S.I. 31, 7, p 754, (July 1960).

鎌山圭一郎訳 [資料番号 5116]

図1のごとく $n$ 個のトンネルダイオードが直列に、 $I_s$ なる大きさの定電流源に接続されたとき、このダイオード列は $(n+1)$ 個の安定点を持つ。これに $I_s$ を越す短い電流パルス

を流すと動作点は高電圧の方向につきつぎと安定点を移動し、高電圧状態になったダイオードの数( $m$ 個)に対応して $V(I_s) = (n-m)V_A + mV_C$ なる電圧がその両端に現われる。 $(V_A$ : 低電圧状態のトンネルダイオード1個の端子電圧、 $V_C$ : 高電圧状態の端子電圧)。

図2は10個のトンネルダイオードを用いた十進パルス計数器の回路図である。定電流源(1.53 mA)に接続されたダイ

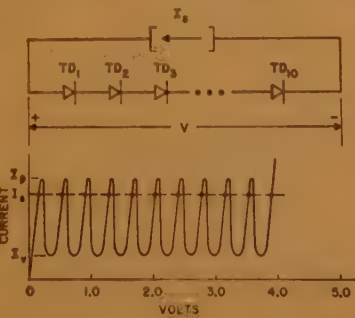


図 1

オード列に入力端子より負のパルスが入るとパルス1個ごとに10個のダイオードがつぎつぎとスイッチされ、トランジスタ $T_1$ のベース電圧は、 $(V_C - V_A)$ のステップで段階的に低くなってゆく。かくして10個目のダイオードがスイッチされたとき、 $T_1$ のエミッタ電圧よりもベース電圧が低くなるようにしておくと、その瞬間、 $T_1$ および $T_2$ が導通状態になり、トンネルダイオード列を流れる電流が $I_V$ 以下になって、これは全部リセットされる。同時に出力端子よりパルスが1個出る。実験例では、ダイオード列内のスイッチ時間は14 nsec以下であるが、2N501とトランスを使ったリセット回路をも含めると、計数回路全体としては約50 nsec程度の分解能がえられている。

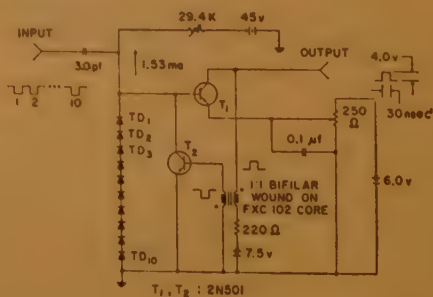


図 2

(鶴委員)

### 広帯域ストリップラインマジック T

E. M. T. Iones: "Wide-Band Strip-Line Magic-T", Trans. I.R.E., MTT-8, 2, p 160,

(March 1960). 荒木欣一郎訳 [資料番号 5117]

この論文は新形の広帯域ストリップラインマジック T の理論的解析を行なったものである。

装置の略図を図1に示す。端子対4と3および4と2は特性インピーダンス $Z$ で電気長 $\theta$ の伝送線で接続され、端子

対1は2へ映像インピーダンス  $Z_0$  伝達定数  $\beta$  の帯域ろ波器により接続され、しかして端子対1は3へ映像インピーダンス  $Z_1$  で伝達定数  $\beta + 180^\circ$  の帯域ろ波器で接続

図1 広帯域ストリップラインマジック T の略図

されている。各端子対での入力インピーダンスおよび端子対間の結合は、各部分を F マトリクスで表わし、その従続接続として計算した。

すべての端子対が中心周波数で整合するように設計したマジック T1,  $\theta = 90^\circ \pm 22^\circ$  で端子対1と4の間の結合が零になりかつ近似的に中心並びに2:1の周波数帯の端で1と4の間の結合が等しくなるように設計したマジック T2, マジック T2と内部構造が等しくしかくして終端インピーダンス  $Z_1$  が端子対1と4での整合を改良するごとく選ばれたマジック T3, マジック T2と内部構造が等しくインピーダンス  $Z_1$  と  $Z_2$  が  $\theta = 90^\circ \pm 22^\circ$  で端子対1で完全に整合するように選ばれたマジック T4, およびマジック T2と内部構造が等しくしかくしてマジック T4の  $Z_1$  と  $Z_2$  の幾何平均に等しいインピーダンスをすべての端子対で持ったマジック T5について入力インピーダンスが計算されている。マジック T5の入力インピーダンスを図2に示す、入力定在波比は2:1の周波数帯で1.47以下である。マジック T5は入力インピーダンスの周波数特性を他のいすれのマジック T5よりも小さく、かつその軌跡が各端子対で非常によく似ており、それ故マジック T5のパラメータは2:1の周波数帯での動作に最良である。

相対する端子対間の結合量が図3に示されている。また端子対1と4に入力を加えた場合の端子対2と3での電圧比 R の計算式が求められ、その計算結果の一例が図3に示されて

### 同軸共振空洞の温度補償

I. Cogdell, others: "Temperature Compensation of Coaxial Cavities", Trans. I.R.E. MTT-8, 2, p 151, (March 1960). 稲富高思訳 [資料番号 5118]

単一周波数に共振した同軸空洞において、温度変化による共振周波数のずれを補償するための一方法が述べられている。設計に必要な計算式と実際に製作したものについての理論値と実測値が比較されている。

温度による共振周波数のずれを補償するため空洞の構造を図1のようにする。すなわち一見普通の  $\lambda/4$  空洞であるが、

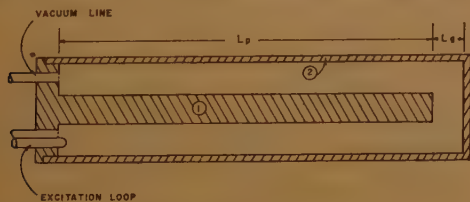


図1

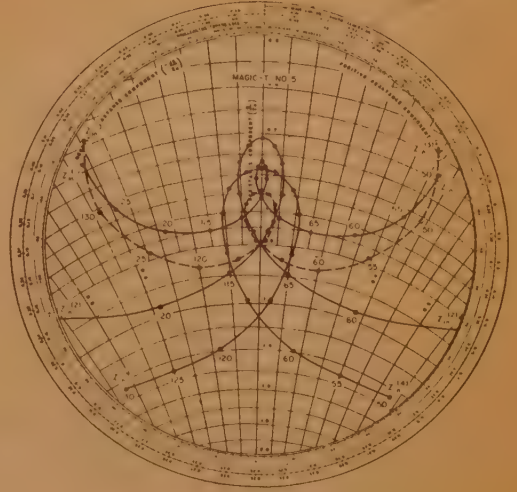


図2 マジック T5の入力インピーダンス

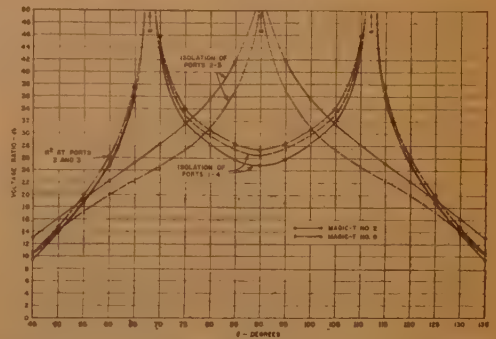


図3 マジック T2と5の端子対1と4の間および2と3の間の結合量 (森永委員)

その内部導体は短絡板の手前で切断されこの間には  $L_p$  の間げきが設けられている。  $L_p$  は波長に比し短いのでこの部分は capacitance に等価され、空洞全体の等価回路は図2のごとく考えられる。共振周波数は内部導体の長さと同げき  $L_p$  の関数であり、補償を行なうには温度変化に対して両者が逆向きでかつ大きさの等しい周波数偏差を生ずる必要がある。

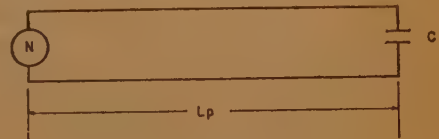


図2

空洞長が  $\lambda/4$  に近いので共振周波数は近似的に(1)のごとくなる。

$$f_r = \frac{c}{4 \left[ L_p + \frac{cC}{Y_0} \right]} \quad (1)$$

C は間げき部分の等価容量で内部導体半径  $b$ ・外部導体半径

$a$  および間げき  $L_g$  等の関数として表わされる。

$$C = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4\pi\epsilon_0 J_0(\lambda_n b) J_1(\lambda_n b) \coth \lambda_n L_g}{a^2 \ln a/b \lambda_n^2 J_1^2(\lambda_n a)} \quad (2)$$

材料の膨張係数から  $L_g$  および  $L_p$  の温度変化量  $\frac{dL_g}{d\theta}, \frac{dL_p}{d\theta}$

が求められ、温度による共振周波数のずれを最小ならしめる  $L_g$  と  $L_p$  の値は (3) を満足するよう決定される。

$$\frac{df_r}{d\theta} = \frac{\partial f_r}{\partial L_g} \frac{dL_g}{d\theta} + \frac{\partial f_r}{\partial L_p} \frac{dL_p}{d\theta} = 0 \quad (3)$$

大気屈折率計の sensing element としての誘電率測定

用の同軸空洞について上述の方法により設計した。  $b=0.25$ ,  $a=0.84$ ,  $L_g=0.675$ ,  $L_p=7.025$  (各インチ) で、共振周波数は 403.5 Mc 無負荷  $Q$  は 2280 であった。この温度による周波数偏差の実測値は、膨張係数に換算して  $2.62 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$  であった。

これは材料の膨張係数が広知の値より大きいのか、他の予期しなかった原因によるものと想像される。それ故 cut and try により最終的には  $L_g=0.376$  インチで温度係数は  $0.25 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$  が得られた。図3に間げき  $L_g$  に対する温度係数の変化を示した。

(森永委員)

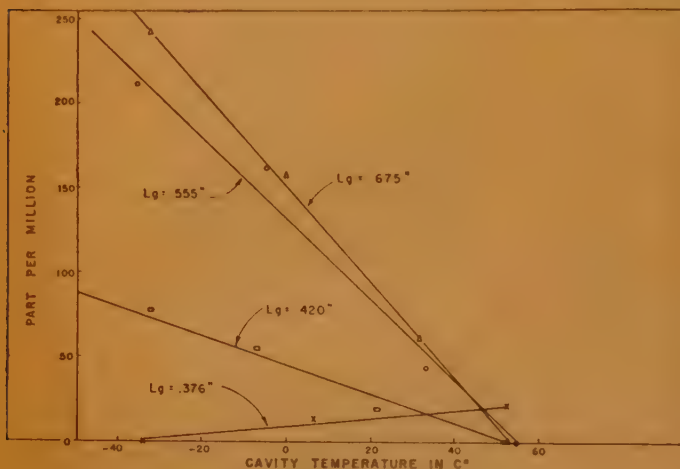


図 3

### 導波管窓における共振状態

M.P. Forrer and E.T. Jaynes: "Resonant Modes in Waveguide Windows", Trans. I.R.E. MTT-8, 2, p 147, (March 1960). 内藤喜之訳 [資料番号 5119]

図1のように導波管中に平板状誘電体を置くと、導波管のしゃ断周波数よりも低い周波数で、この付近に共振電磁界ができる。このようなものを ghost-mode と呼ぶ。導波管の縦方向を  $z$  軸として、誘電体の厚さ  $L$  の中点を  $z=0$  とすると、 $z=0$  に関して構造的幾何学的対称性より、この ghost mode を生ずる周波数は

$$(i) \tan \beta_n L/2 = \begin{cases} -\beta_n/k_{zn}' \\ \epsilon k_{zn}'/\beta_n \end{cases} \quad \text{または}$$

$$(ii) \cot \beta_n L/2 = \begin{cases} \beta_n/k_{zn}' \\ -\epsilon k_{zn}'/\beta_n \end{cases}$$

を満足する。ここで  $\{ \}$  の中の上、下はそれぞれ TE, TM モードに対応する。  $k$ : 自由空間伝ば定数  $\epsilon$ : 比誘電率。  $k_{zn}' = \sqrt{k_{zn}^2 - k^2}$ ,  $\beta_n = \sqrt{\epsilon k^2 - k_{zn}^2}$

(i) を満足する解は縦方向に偶対称であり、(ii) の方は奇

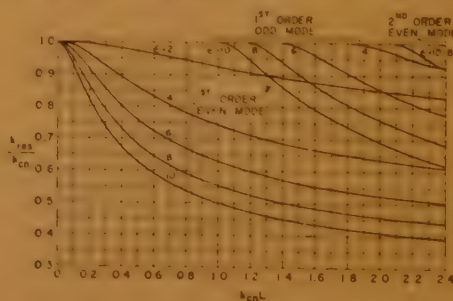


図 3 図1の場合の TE ghost-mode の共振周波数

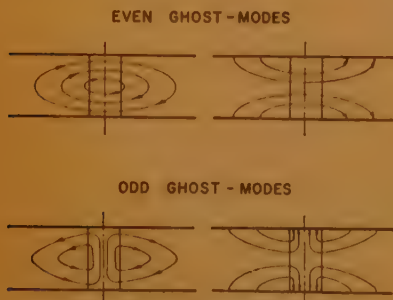


図 2 偶対称・奇対称の最低状態の様子

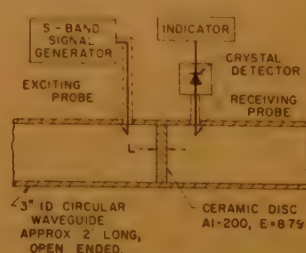


図 4 ghost-mode 実験装置

対称である。一例を図2に示す。TE モードに対する (i), (ii) の解を図3に示す。

図4に示す装置で、左右の導波管のしゃ断周波数より低い周波数で励振し、実験を行なった結果上の計算結果とよく一致し、その状態も一致した。



ghost-mode の高次定態の周波数が動作周波数と一致する場合もあり、この共振の  $Q$  は高いのでわずかの結合で ghost-mode が発生する可能性があるが、窓の設計の場合にこの計算結果を用いれば、動作周波数内での共振をさけることができる。

### エコー計画による電話の伝送

"Project Echo Transmits Telephone Messages via Satellite", Bell Lab. Rec. 38, 9, p 334, (Sept. 1960). 松丸勝訳 [資料番号 5120]

8月12日に米国が打上げに成功したエコー衛星によって、人工天体を利用した最初の無停通信が成功した。このエコー1号衛星は直径 30m のマイラーポリエスチルフィルムのプラスチック球で、表面にはアルミニウムが蒸着していて、電波を 98% 程度まで反射する。この気球はおもたんで、金属球の内部に収めてはケットの内部に積載せしめる。ロケットが軌道にのると、自動的に金属容器が2つに開いてプラスチック球ははじき出されて、膨張するようになっている。軌道は高度約 1000 マイルの円形軌道で周期は約 2 時間である。通信は多くの方式において行なわれているが、おもなるものはニュージャージー州のホルンデルにあるベル研究所と、カリフォルニア州のゴールドストンにある Jet Propulsion Laboratory との間において行なわれている。ベル研究所においては、本実験の成功にあずかって力のあったのは、特別の高感

度受信機・ホーン形アンテナおよびメーザ増幅器等である。図1はこの試験に用いられるホーン形アンテナであって、50 フィートの大きさであって、空の名方向に向くように運動できるもので、サイドビームがパラボラに比して小さい長所がある。受信機には液体ヘリウムを用いて冷却するルビーを用、メーザ増幅器を用い、SN 比を約 10 dB 程度かきいでいる。送信機は出力 10 kW のもので、アンテナは 60 フィートのパラボラアンテナを用いている。衛星の追尾は、計算センターにおいて計算されたデータを受信して、これを变换して自動的に行なうようになっている。最初の通信はあらかじめ録音しておいたアイゼンハワー大統領のメッセージの伝送から始められた。この大統領の声は極めて明りょうに受信されて、普通の電話との区別はできない程度であった。その他は音楽・音声・データをのせた多数のマイクロ波信号が送受されている。これらは理論的な計算とよく一致し、エコー衛星が実用性のあることを実証している。

ベル研究所ではこのような Passive 中継のほか、衛星の内部に中継増幅器を収めた Active 中継方式の研究も行なっている。海底ケーブル通信に比して、人工衛星を用いる方式は非常に広い帯域の通信が可能であって、テレビジョンあるいは電話 500~900 チャンネルの伝送ができるはずである。Passive 中継では、反射電波を用いるため送信電力はほう大なものが必要であり、アンテナも超大形のものが必要である。Active 中継では送信出力は小さくすむが、中継衛星の電源の寿命が充分長くなければならないという欠点がある。また赤道の上空 22,300 マイルの高度に打上げた衛星は、周期が 24 時間となるため地球の一点からみると静止しているので静止衛星とよばれているが、この衛星も将来は通信に利用できるものである。距離が遠いため Active 方式でなければ実用性はない。またこの静止衛星はその位置が地球上の指令局によって自由に制御できるものでなければならない。一般に衛星を用いる方式では、信号の信頼性が充分高くなければならないから、大形可動アンテナの運転・遠隔地への電力の供給・他のマイクロ波通信との干渉・衛星の軌道の計算等が極めて重要な問題である。

(森永委員)

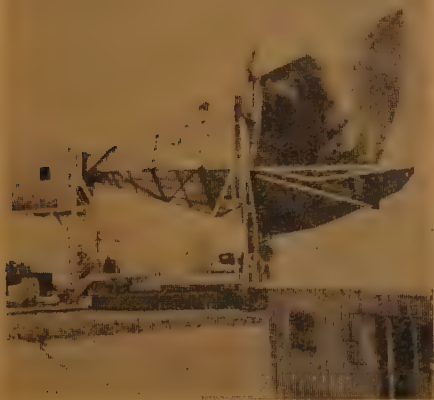


図 1

### 温度補償した高周波電力計

E. Aslan: "Temperature Compensated RF Power Meter, Uses Dual Bridge and Audio Oscillator", electronics, p 64, (Nov. 4, 1960).

杉浦吾男訳 [資料番号 5121]

低レベル高周波電力のボロメータによる測定は、周囲温度の変化によって生ずる指示の漂動のために困難となり、また不正確になるので温度補償が必要になる。

図1の複ブリッジ回路は周囲温度変化による漂動を 1/100 に減少させる。すなわち普通に電力測定に用いられるサーミ

スタに対して、 $0.3^{\circ}\text{C}$  の変化によって始めて  $1\mu\text{W}$  相当の漂動を生ずる。

電力計は、高周波電力を低周波電力に置換するものである。二つのブリッジは、測定用ブリッジの不平衡分によって振幅を制御されるところの発振器によって励振される。発振器利得は測定用サーミスタの動作抵抗が  $200\Omega$  になるように調整する。図1に示す値に対して利得はおおよそ 100 が適当である。

このブリッジと組合せて用いるサーミスタマウントは図2に示す特殊な構造で、一つサーミスタは高周波電磁界中に、

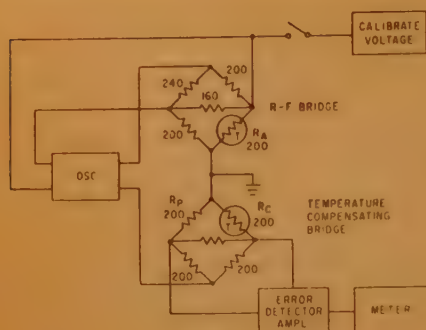


図 1

今一つはその外に、しかも二つを充分接近して取付ける。マウントには、サーミスタの動作抵抗を定め、マウントの互換性をうるための精密抵抗も取付ける。電磁界中の素子は測定用ブリッジを形成し、補償用素子と精密抵抗とは補償用ブリッジに含まれる。補償用ブリッジは高周波入力のないときに平衡状態にする。

電力の微少増加に対して補償用ブリッジの不均衡出力、したがってメータ指示は直線的で直接電力に対応する。

周囲温度が変化すれば、二つのブリッジのサーミスタは同時に抵抗変化を生ずる。測定用素子の変化が発振出力の増加、あるいは減少を生ずる。この変化は補償素子に影響し、もし二つの素子の特性が一致していれば、補償素子の抵抗は正確に当初の値に留まる。素子の電力感度は充分な温度範囲でほとんど一定であるから、電力の指示も充分な範囲にわた

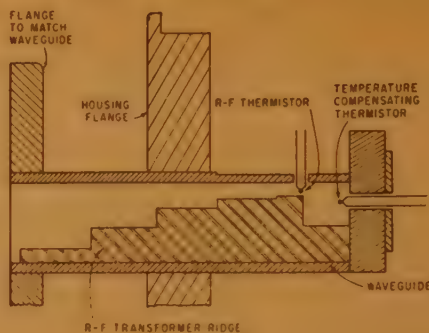


図 2

って補償される。

この電力計は、同軸形マウントで 10 Mc~10 Gc の範囲で使用でき、L~K バンド用の導波管形マウントで 40 Gc まで拡大される。

各レンジのフルスケールにおける最大誤差は、マウントの能率を除外して  $\pm 2.5\%$  である。0.01, 0.03, 0.1, 0.3 mW レンジのフルスケール以外のところではメータトラッキング、検出増幅器のため最大誤差はフルスケールの 0.7% 増加する。1.3 mW レンジの誤差はわずかに大きく、3 mW レンジでフルスケールの 5% に達する。高い方のレンジで加わる誤差の原因は、サーミスタが完全な二乗特性からずれていること、補償用ブリッジに加えられる励振電圧の変動、そしてブリッジの不均衡である。

(森永委員)

### トランジスタ増幅器におけるひずみ および干渉効果の一計算法

von Jakob, S. Vogel und M. J.O. Strutt:

“Berechnung der Verzerrungs- und Störeffekte bei Transistor-Verstärkerstufen auf Grund des Ersatzschaltbildes”, A.E.U. 14, 9, p 397, (Sept. 1960). 村上信夫訳 [資料番号 5122]

この論文はトランジスタ回路の高調波ひずみ、変調ひずみ、混変調等を指数関数の和の形で近似する一計算法を提示している。

エミッタ接地トランジスタ回路の小信号動作における等価回路として図1を考えれば、出力短絡時の基本式として

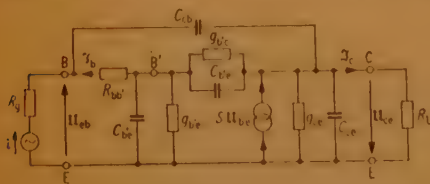


図 1 エミッタ接地、接合形トランジスタ等価回路

$$i_c = \exp\left(\frac{U_{be}}{U_T} - \frac{R_{bc} \cdot i_c}{U_T}\right)$$

が導かれることを示している。この基本式は、テーラー展開と、 $m$  位のベッセル関数により、つぎのような指数関数で近似さ

れる。すなわち入力信号を  $u_i = \hat{U}_i \sin \omega t$  とし、 $\hat{U}_i / U_T = x$  とすれば

$$\frac{i_c}{I_{oc}} = \sum_{i=1}^{n+1} a_i \cdot \exp\left(k, \frac{u_i}{U_T}\right) = \sum_{i=1}^{n+1} a_i \cdot \exp(k, \sin \omega t)$$

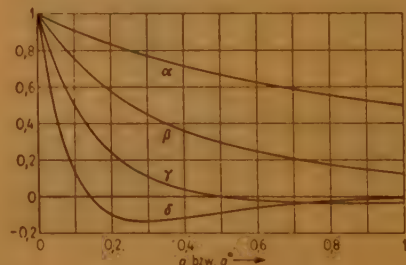


図 2  $q = R_{bc} I_{oc} / U_T \alpha f_{co}$  または  $q' = R_{bc} I_{oc} / U_T \alpha f_{co}$  に対する  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  の値

さらに

$$\sum_{i=1}^{n+1} a_i = 1, \quad \sum_{i=1}^{n+1} a_i k_i = \alpha, \quad \sum_{i=1}^{n+1} a_i k_i^2 = \beta, \quad \dots, \quad \sum_{i=1}^{n+1} a_i k_i^n = \nu,$$

であり、 $\alpha, \beta, \gamma, \dots, \nu$  はそれぞれ  $q = \frac{I_{oc} \cdot R_{bc}}{U_T \alpha f_{co}}$  の関数として求め、それぞれグラフにして示してある。

以上の式から回路の高調波ひずみ、変調ひずみ、混変調等について以下の計算式が導かれている。

二次ひずみ率

$$\frac{A_3}{A_1} = \frac{\beta \cdot \frac{x}{4} + \delta \frac{x^3}{48} + \epsilon \frac{x^5}{1536} + \dots}{\alpha + \gamma \frac{x^3}{8} + \epsilon \frac{x^5}{192} + \dots} \quad x \ll 1 \text{ ならば } \frac{A_3}{A_1} = \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{x}{4}$$

三次ひずみ率

$$\frac{A_3}{A_1} = \frac{\gamma \frac{x^3}{24} + \epsilon \frac{x^5}{384} + \dots}{\alpha + \gamma \frac{x^3}{8} + \epsilon \frac{x^5}{192} + \dots} \quad x \ll 1 \text{ ならば } \frac{A_3}{A_1} = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{x^3}{24}$$

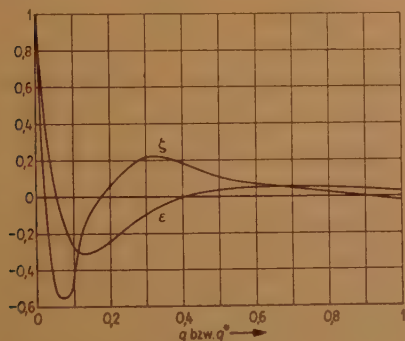
変調ひずみ

入力信号を  $u_1 = \hat{U}_1(1 + M \cos pt) \sin \omega t$  とすると

$$\frac{M - M'}{M} = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{x^2}{4}, \quad (x \ll 1, M < 1 \text{ とする})$$

$$d_1 = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{3}{16} x^2 \cdot M, \quad d_2 = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{x^2 M^3}{32}, \quad (\text{いずれも } x \ll 1, M < 1)$$

混交調

入力信号を  $u_1 = \hat{U}_1 \sin \omega_1 t$ ,図 3  $q = R_b I_0 / U_T \alpha f_{c0}$  または  $q' = R_b I_0 / U_T \alpha f_{c0}$  に対する  $\epsilon, \zeta$  の値

$$u_2 = \hat{U}_2(1 + M \cos pt) \sin \omega t \text{ とする.}$$

$$M_K = \frac{\gamma}{\alpha} \cdot \frac{x^3 \cdot M}{2}, \quad (x \ll 1, x < 1)$$

$$\text{ここに } z = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_T}$$

以上はすべて出力側短絡の状態と考えて来たが、抵抗終端の場合には、その影響を考慮しなければならない。この場合には

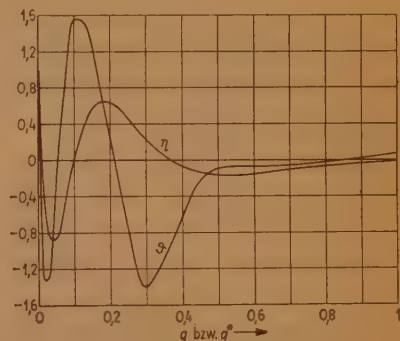
$$R_b = R_L(1 + 2\phi), \quad U_T = U_T(1 + \phi), \quad \phi = R_L \cdot q_{cem}$$

とすれば

$$\frac{i_c}{I_{0c}} = \exp\left(\frac{u - R_b \frac{i_c}{\alpha f_{c0}}}{U_T}\right)$$

が導かれ、これは前の基本形と全く同形であるから、

$q' = \frac{R_b I_{0c}}{\alpha f_{c0} U_T}$  とすることにより、今までと全く同様に計算が進められると述べている。

図 4  $q = R_b I_0 / U_T \alpha f_{c0}$  または  $q' = R_b I_0 / U_T \alpha f_{c0}$  に対する  $\eta, \theta$  の値

(沢田委員)

# 同一搬送路を用いた TV の多重有線放送方式

K. Russell and F. Sanchez: "A Common Carrier Multi-Channel Television Wire Broadcasting System", Brit. I.R.E. p 497, (July 1960).

岩沢嵩訳 [資料番号 5123]

1951 年来英国を中心として TV とラジオの有線放送の発展の経過を技術上の問題から述べ、方式の基本的な形およびネットワークの設計、回線の整合、分枝回路、加入受信者の装置、放送局、中継器の性能、また試験方法とそれに用いる機器、また今後の改善すべき方向など広範囲にわたり具体例をあげながら詳細に述べている。発達経過の中からケーブルの

しゃへいと  
一様インピー  
ダンスの  
必要性、同一  
周波数で  
無しゃへい  
ケーブルを  
用いたとき  
の混信の程  
度、高域ブ

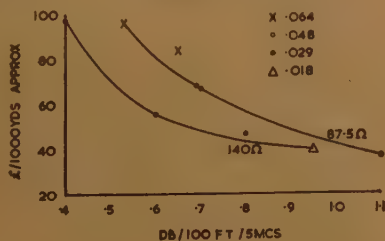


図 1

リエンファシスの必要なこと、経済的な発端 ポリシン高インピーダンスケーブルの採用などがあげられ、図 1 にケーブルインピーダンスとサイズを変えたときのコストと減衰量の関係を示している。基本的設計方式から音声信号電力と搬送波の分配から単位面積あたりの加入者数と最適ケーブルインビ

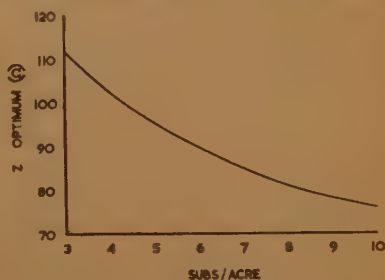


図 2

ーダンスと  
が図 2 の曲  
線によって  
与えられる。  
送出し  
レベルは特  
別な場合で  
も白ピーク  
で 45 Vrms  
までであり  
受信レベル  
は 3mV あれば外来妨害をほとんど受けない。信号減衰の分布はケーブル損失、回線の整合損失、加入者結合箱損失などそれぞれ平均 48, 15, 23 dB 程度である。

一例としてマーク 2 方式では映像信号は 3.75 Mc のキャリアで上側帯波で伝送し、6.75 Mc を 15 dB のエンファシスを





$y_a = \frac{\sqrt{2}}{1 + \cos \theta_m} = 1 - \frac{m}{2}(1 + \cos \theta_m)$  なる関係がある。 $y_a$  は図 3  
 $y_a + \sqrt{2}$   
 $Y_a$  の正規化したアドミタンス,  $m$  は変調度,  $\theta_m$  は変調角度

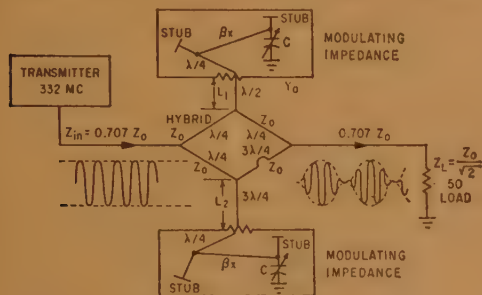


図 2

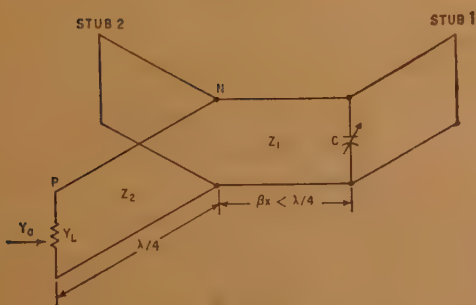


図 3

である。

実験では変調度, 出力電力の関係から大体 6 pF~3 pF の容量変化に選んであり,  $Z_1=150 \Omega$ ,  $Z_2=50 \Omega$ ,  $x=45^\circ$ , 送信周波数 332 Mc のとき所要変調度に対する  $\theta_m$  と容量との関係が図 4 に示してある。第 1 スタブをかえると  $C_{max}$  がかわり, 第 2 スタブをかえると  $C_{min}$  がかわり, それぞれ変調度と出力を変化できるが, ひずみが少しふえる。たとえば 95% 変調の場合から 85%~100% に変調度をかえたときひずみは -25 dB 以下である。また回転翼, 容量固定板が機械公差  $\pm 0.01$  inch のとき, ひずみ率は -24 dB 程度であった。

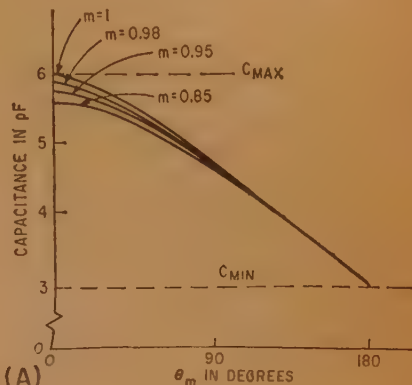


図 4

(森永委員)

# 一端子対パラメトリック増幅器の最適雑音指数および最適利得-帯域幅構成

J.C. Greene and E.W. Sard: "Optimum Noise and Gain-Bandwidth Performance for a Practical One-Port Parametric Amplifier", I.R.E. 48, 9, p 1583, (Sept. 1960). 中村嘉男訳 [資料番号 5126]

接合ダイオードを使った種々の形成のパラメトリック増幅器の内でも, 入出力が同一周波数である負性抵抗特性を使った方式が実用上から最も有用な形式であると考えられる。したがって本文ではこの方式に限定して, その最小有効雑音温度と最大利得帯域幅積を得るための条件を, 接合ダイオードの抵抗損失分と浮遊寄生リアクタンスの影響を考慮して求めている。また得られた式から信号周波数とダイオードの特性が与えられたとき最適の増幅器の設計を可能にする万能曲線を導いている。

理想サーキュレータを使った場合, その有能電力利得は電

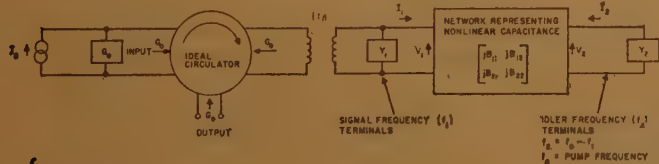


図 1

$$\begin{cases} I_1 = j\omega_1 V_1 + j\omega_2 V_2 \\ I_2 = j\omega_2 V_2 + j\omega_1 V_1 \end{cases}$$

圧反射係数の 2 乗で与えられる,

$$K_0 = \Gamma_0^2 = \frac{1 + a - \frac{G_1}{G_0}}{1 + \frac{G_1}{G_0}}$$

一方, 有効入力雑音温度は次式で与えられる。

$$[T_e]_0 = \frac{2}{1 + a - \frac{G_1}{G_0}(1-a)} \left[ \frac{G_1}{G_0} T_1 + a \frac{f_{10}}{f_{20}} \left( 1 + \frac{G_1}{G_0} \right) T_2 \right]$$

理想サーキュレータの存在によって一端子対 P.A. の雑音温度は  $\frac{2}{1 + a - \frac{G_1}{G_0}(1-a)}$  だけ劣化している。 $a$  が 1 にほぼ等しいとしてこの影響を無視すると

$$\frac{[T_e]_0}{T_b} \approx \left[ \frac{x}{x-1} \right] [1 + rx + rxt(z-1)] - 1$$

となり, アイドラ回路に何も負荷しない場合, すなわち  $z=1$  のときに最小となり次式で与えられる。

$$\frac{[T_e]_0}{T_b} \Big|_{\min} \approx 2r \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{1}{r}} \right]$$

ただし

$$r = \left( \frac{f_{10}}{f_c} \right)^2 \left( \frac{C_0}{C_1} \right)^2$$

つぎに信号アイドラ側回路共単一同調回路であるとして, 直列抵抗, インダクタンスの影響を考慮して利得-帯域幅積を求めると高利得の場合次式で与えられる。

$$[K_0]^{1/2} \left[ \frac{\beta}{f_{10}} \right] = \frac{2}{1 + \frac{G_1}{G_0}} \left( f_{10} \left( \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} \right) \right)$$

$\beta_1, \beta_2$  については4つの周波数範囲が考えられる。すなわち (1a)  $f_{10} \leq f_D$  &  $f_{10} \leq f_D$ , (1b)  $f_{10} \leq f_D$  &  $f_{10} \geq f_D$ , (2a)  $f_{10} \geq f_D$  &  $f_{10} \leq f_D$ , (2b)  $f_{10} \geq f_D$  &  $f_{10} \geq f_D$  ただし  $f_D$  はダイオードの自己共振周波数を示す。それぞれの場合について  $\beta_1, \beta_2$  が導かれ、したがって利得-帯域幅積が導かれてその最大条件と最大値が求められているが、ここでは結論と

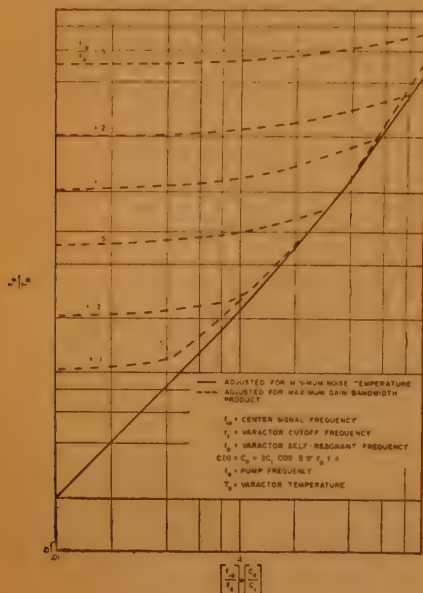


図 1

して得られた曲線を示すに止める。図 2 は理想サーキュレータを使った一端子対 P.A. の有効入力雑音温度を、図 3 は同様にその利得-帯域幅積を示している。

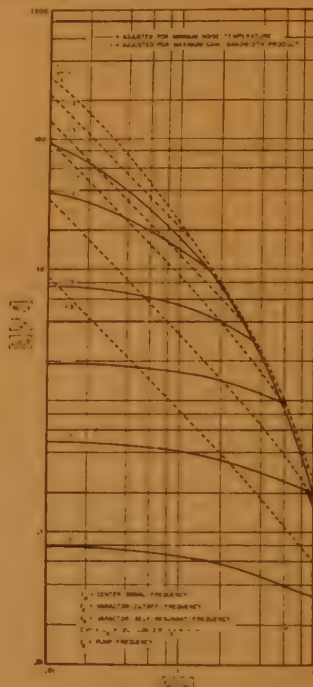


図 2

(森永委員)

### テレビ中継装置の遠隔制御

J.B. Bullock: "Remote Control of TV Microwave Equipment", Trans. I.R.E. BC-6, p. 47, (Aug. 1960). 吉田順作訳 [資料番号 5127]

5925~7425 Mc 帯のTV中継装置 TVM-1A 形 (RCA) の多段中継運用に際しての遠隔制御, 事故通報, 切換等の動作を説明したものである。

(1) 回線しき断 不使用時における回線しき断は、送信局の出力をしき断し中継無人局の受信機 AGC 出力が低下することで、トリガ回路を働かせ中継局送信機の出力をしき断、以下同様にして全回線がしき断される。

(2) ビデオ入力を選択 制御局より電話線で常時 "Space" tone を送り, tone を "mark" に瞬時切換えるごとに1接点ずつ入力が切換えられる方式を使用している。

(3) 方向切換方式 電話線または専用無線回線を使用して tone を送る方式と、マイクロ波そのものを利用して 6.2 Mc の副搬送波を使用する方法とが実用されているが、後者は多段中継の場合の両端局が制御局となる必要がある。

(4) 故障場所通報 (Fault Location Reporting) マイクロ波そのものを利用して送信局、中継局に設けた各局ごとに異なる tone の tone 発生器を各局におけるビデオ信号, r.f. 信号の断または低下および塔の照明事故等の故障に応じて動作させ、該局送信機変調信号の 6.2 Mc 副搬送波を交調

することにより監視局である受信端局に通報する。ただし、これでは各局送信機の故障は通報できぬ。

(5) 故障の通報 (Fault Reporting) 電話線または専用無線回線を使用し、故障原因にもとづく符号化装置 (Indicon Coder) を各局に設け、符号化された tone を監視局に通報する。各局送信電力低下、送信モータにおける事故まで含め、故障の局と、故障箇所を知ることができる。

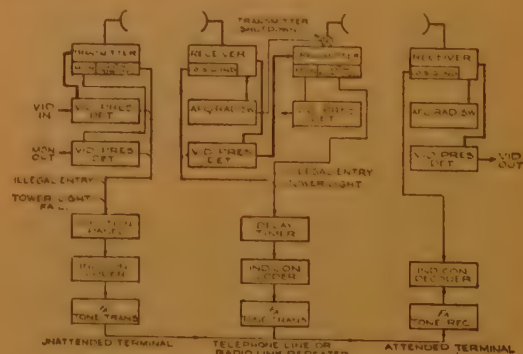


図 3

(吉田(順)委員)





## 長距離電話交換における継電器式 翻訳機の原理

Th. Burian: "Das Prinzip des Relais-Umwerter in der Fernwahl", SEL. Nach. 7, 4, p 181, (1959). 近藤貞吉訳 [資料番号 5130]

一般に 1 つの翻訳機は多数のレジスタからの呼を取扱うもので動作の高速化、長寿命が必要とされる。この要求にこた

えるものとして比較的高価ではあるが電子式翻訳機が考えられる。電子式では可成りの高速性のため継電器式レジスタとの関連動作は価値がない。そこで比較的小さな局用として有利な Herkon 継電器使用の翻訳機を実用化した。この継電器は当面の使用目的に対しては充分な速さを有している。レジスタ内の継電器の動作時間に影響され平均保留時間は約 100 ms である。動作原理が図 1 に示されている。4 群の垂直

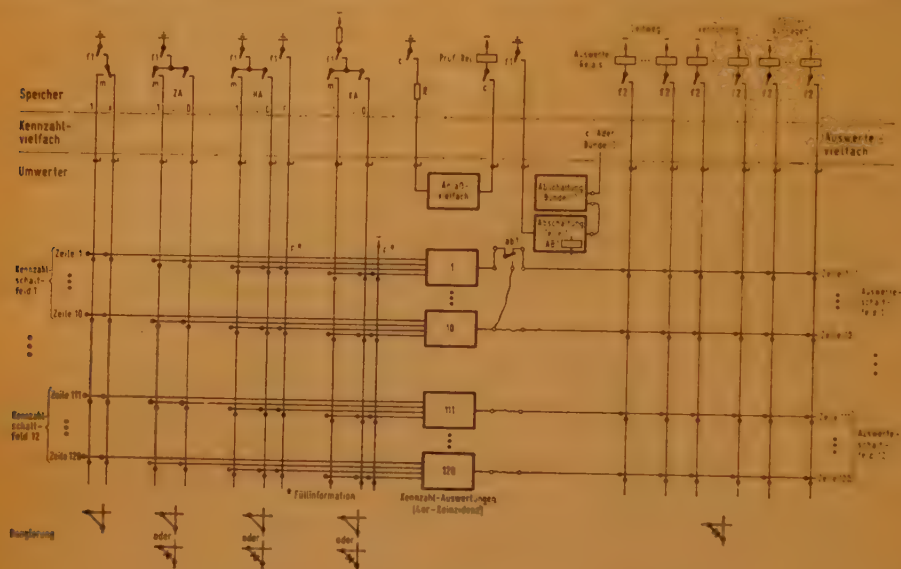


図 1

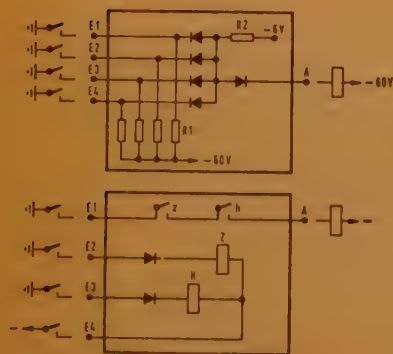


図 2

線上にレジスタから局符号が転送されて来る。これらの情報が水平線との交点結線により一致回路へ導かれる。図 2 ではこの一致回路の継電器式、電子式の比較がなされている。一致回路からの出力が水平線上に再行して整流器による変換結線を経て必要情報がレジスタの継電器で受信され、二次巻線で保持される。なお 2 つのレジスタが同時に同一翻訳機を捕捉することなきよう試験回路が設けられている。この回路は継電器式、電子式がそれぞれレジスタとオプティカードの電子素子から構成されている。その他関係線の監視を行ない全話中のときは継電器 (AB1) で切替えて、オーバフロー回路に対し出力情報をレジスタへ与えることである。試験装置架 (2365×515×365) 1 つと翻訳装置架 (2365×835×365) 2 つで 1 群が構成されている。

(藤木委員)

## 加入者市外ダイヤル呼に関する 統計資料を得る装置

D.R.B. Ellis: "Equipment for the Provision of Statistical Data Concerning Subscriber-Dialled Trunk Calls", P.O.E.E. 53, Pt. 2, p 127, (July 1960). 藤木正也訳 [資料番号 5131]

加入者市外ダイヤル方式の導入に伴い、従来加入者により記録されていた情報を自動的に入手する方法を考える必要が生じた。この論文は市外レベータを通るすべての呼よりその  $1/n$  ( $n$  は 1~1000 までの任意の数に可変) を抽出・監査する

方法の概要をのべ、つぎにこれを構成する接続回路・計数回路・制御回路の簡単な動作説明を行なったものである。

継電器式接続回路 1 群の容量は 200 回線で 20 回線ずつの 10 副群に分けられている。接続回路群数を増すことにより 200 回線以上の監視も可能である。

レベータに呼が生起すると副群単位に設けられた回路よりパルスが送出され、これは局単位のデカトロン回路で計数される。もし異なる副群より同時に呼が生起したときには一方のパルスは待合わせる。(n-1) 番目の呼を計数すると局単位の接続制御回路を起動し、つぎの呼の接続準備をする。つい

で  $n$  番目の呼が生起すると接続回路を起動して概当レビータの十、 $P$  線を局共通のプリンタ制御回路をへてプリンタに延長する。以後本装置の復旧はレビータ支配となる。

ダイヤル・パルスはレビータにおける最初の 6 数字までを検出する。また登算・パルス (最初のパルスは応答時刻として用いられる) は自局発信呼は  $P$  線より、メータ・パルス・レビータ経由の入呼は  $+ 線$  より検出される。終語を含めた検出情報はプリンタに転送され、それぞれの日付・時刻 (1 秒単

位) と共にテープに印字記録される。( $n-1$ ) 番目の呼が生起したとき前回の呼がまだ終了していなかった場合には本装置は強制復旧し不完了の記号を印字する。

Bristol での現場試験の結果さらに発呼者のサービス・クラス、課金装置の群番号、料率、トランク捕捉時刻等の情報が必要なことが分った。また現在の印字記録は暫定的のもので将来は電子計算機による分類集計に適した記録方式を実用化する予定である。

(藤木委員)

### 真空蒸着による即時呼出し記憶装置

K.D. Broadbent: "A Vacuum Evaporated Random Access Memory", I.R.E. 48, 10, p 1728, (Oct. 1960). 渡辺瞭訳 [資料番号 5132]

磁性薄膜を多層構造にし、多孔フェライト磁心に類似した方式で、電流一致による即時呼出し記憶素子を作っており、保磁力のばらつきに対する要求が厳しくないのが特徴である。

記憶素子は図 1 のように 4 枚の薄膜より成り磁化ベクトルが 2 枚は右方向、他の 2 枚は左方向に向いたとき安定である。もし高静磁エネルギーの不安定状態になれば、低エネルギーの安定状態に移行するが、この際エネルギー消費が最小の過程をたどるはずで、これ

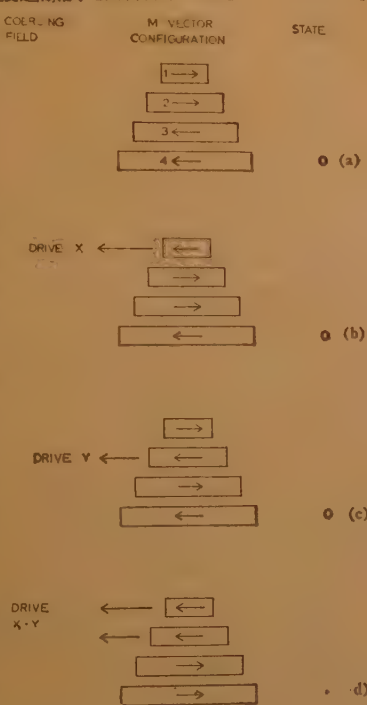


図 1

を制御するため薄膜の幅を少しずつ変えている。

記憶内容は 4 番目の薄膜の磁化の方向で表わされる。図 1 (a) の状態の素子に X 駆動磁界を加えれば 1 番目の薄膜が反転し、つぎに低エネルギー状態に移るために、さらに 3 番目の薄膜も反転する (b)。これに Y 駆動磁界を加えて 2 番目の薄膜を反転すると、1 番目の薄膜も反転する (c)、4 番目の反転は X 駆動磁界と Y 駆動磁界を同時に加えたときのみ起こる (d)。この方式では薄膜の保磁力や駆動電流にかなりの変動が許される。

記憶素子は具体的には図 2 のように磁性体 (80% Ni, 20% Fe)、導体 (アルミニウム)、絶縁体 (酸化シリコン) などを  $10^{-6}$  mmHg 程度の真空中で、マスクと蒸発源とを切換えながら 19 層連続して真空蒸着を行なって作られた。薄膜の厚さは 7000 Å, 幅は 0.011 インチ～0.0025 インチ、長さは 0.200 インチである。スイッチの臨界電流は選択線あたり 250 mA で、このとき 0.1 μs 以下でスイッチし、立上りの早い大電流を用いて 30 mμs に短縮できた。また臨界値の 12 倍の電流でも誤動作しなかった。1×3 インチのガラス板に 160 ビットを蒸着したものが試作されている。最後に薄膜をもっと小さくした場合についての簡単な考察がある。

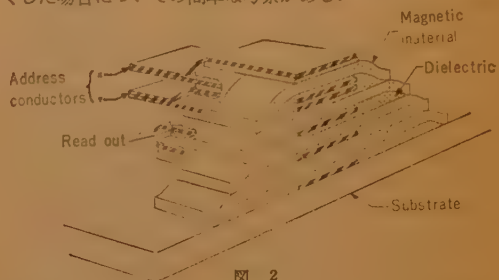


図 2

(秋山委員)

### 円すい形プラスチックシンチレータ

G.J. Hine, J.A. Cardarelli: "Conic Plastic Scintillators Show Total Gamma Absorption", Neucleonics, 18, 9, p 92, (1960). 三宅清司訳 [資料番号 5133]

プラスチックシンチレータの特長は、(i) 光パルスの減衰時間が通常用いられている NaI シンチレータより二桁以上短いこと、(ii) 大きさ、および形が任意にとれること、(iii) 広いエネルギー範囲で空気等価であること、(iv) 比較的安価に可成りの大きさ (約 16 インチ直径) のものを作りうること、等である。これらの特長に反して、プラスチックシンチレータは  $\gamma$  線に対する感度が低く、入射されたエネルギーが十分にシンチレーションパルスとなって現われない。そのおもな理由

は、(i) NaI は  $Z=53$  の沃素を含んでいるが、プラスチックの  $Z$  は平均 6 にすぎないこと、(ii)  $\gamma$  線の吸収により作られた光を十分に集めることが困難であること、である。この報告は以上の 2 点に関し行なったプラスチックシンチレー

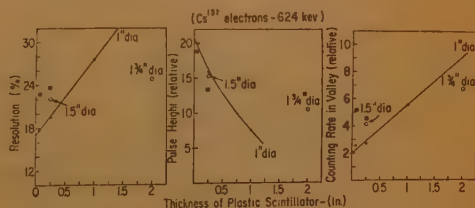


図 1



タの改良について述べられたものである。

光の捕集をよくするためにはシンチレータの大きさ、形状がまず問題となる。

角、あるいは丸形シンチレータに  $\text{Cs}^{137}$  の 624 keV の  $\beta$  線を照射した実験結果によると、その厚さの増加と共に分解能は悪くなり、生ずるパルス高は小さくなる。また計数率は増

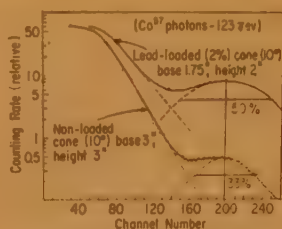


図 2

加する。(図 1)。シンチレータから逃げる光はその直径と厚さに依存するが、反射面をその周囲につければそれを少なくすることができる。反射面としてアルミニウム箔または酸化アルミニウム膜が使用された。つぎに、シンチレータの形を円筒形から円すい台形にかえることによって、パルス高さが約 60% 改良することができ、また分解能もよくなる。最後に



図 3

$\gamma$  線の吸収をよくするために、プラスチックの中に約 2 重量 % の鉛を加えることにより通常のものよりパルス高にして約 70% 増加することがわかった。(図 2)。かくして、最良の結果は鉛を少量加えた円すい台形プラスチックに、反射面として酸化アルミニウム膜を用いたもので得られた。図 3 は改良されたシンチレータの例である。(三宅委員)

## ビートの周期をデジタルに測定することにより周波数漂動を $10^{-9}$ ~ $10^{-11}$ の誤差で測定する方法

R. Mitterer: "Bestimmung von Frequenzschwankungen mit einer Unsicherheit von  $10^{-9}$  bis  $10^{-11}$  durch digitale Periodendauer-Messung einer Schwebung", Frequenz, 14, 5, s 157, (May 1960). 高原靖訳 [資料番号 5134]

高安定度水晶発振器の周波数測定においては、長期間にわたる周波数変動の測定と、数分間程度の短時間内における周波数漂動の測定を区別して行なう必要がある。前者は主として水晶振動子自身の周波数変化によるものであり、後者は恒温槽の脈動、電源電圧の変化、周囲温度の変化、震動、衝撃などがその原因である。ここでは短時間内における周波数漂動を  $10^{-9}$  ~  $10^{-11}$  の精度をもって測定する方法について述べる。測定時間は数秒以下である。

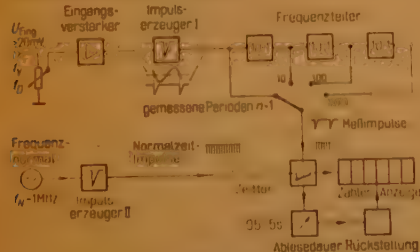


図 1 デジタルな時間計を用いた周期測定法の原理

## 低周波雑音発生器

N.T. Slater: "A Low Frequency Noise Generator", Electronic Engng. 32, 390, p 473, (Aug. 1960). 越川清重訳 [資料番号 5135]

これはアナログ・コンピュータの試験等に使用される 0.01 c/s ~ 20 c/s の低周波ガウス振幅分布の雑音発生器を全電子的に得る方法の一つである。この方法の特徴はサンプリングによって高い周波数に存在する雑音電力の 90% を低周波に変換

測定される周波数を  $f_x$ 、ある規準周波数を  $f_0$  とし、 $f_D = f_x - f_0$  とする。 $f_x$  と  $f_0$  とのビートをとり、その差周波数  $f_D$  を測定すれば、 $f_x$  の短時間測定誤差  $\Delta f/f_x$  は  $\Delta f/f_x = f_D/f_x \cdot \Delta f_D/f_D = f_D/f_x \cdot \delta$  で与えられる。したがって  $f_x$  と  $f_D$  の比を大きくとり、 $f_D$  を精度高く測定すれば  $f_x$  は精密に測定される。一例として  $f_D$  を 1 c/s、 $f_x$  を 1 Mc、 $\delta$  を  $1 \times 10^{-8}$  とすれば測定誤差は  $1 \times 10^{-11}$  である。

$f_D$  の測定はデジタルに行なう。図 1 にはその測定法の大略を示す。図においては  $f_x$  と  $f_0$  のビートが零電圧を同方向(図 1 では正から負)に通過するときにパルス発生器がパルスを発生し、相つづくパルス(ビート周波数の 1 周期)によってゲートを開く。ゲートが開かれている間規準周波数発生器(たとえば 1 Mc)からのパルスが通過し、これをカウンタによって数える。図 1 の方法による測定誤差はつぎの 4 種類に分類される。(1) ゲートの開閉に際して生ずる  $\pm 1$  カウントの誤差。したがってビートの周期が短い場合には図 1 の周波数分割器を用いて数多くの周期を測定する。(2) 測定時間中における規準周波数の漂動。(3) 妨害電圧の重ね合せによる零通過電圧の変動。(4) 時間計の入力増幅器に存在する固有の雑音電圧。(3) または (4) による誤差を少なくするためには時間計への入力電圧を大きくとるか電圧の零通過を急峻にする必要がある。時間計への入力電圧を大きくとり、測定時間を 10 秒にとれば短時間周波数漂動の測定誤差を  $1 \times 10^{-11}$  まで下げることができる。

(森永委員)

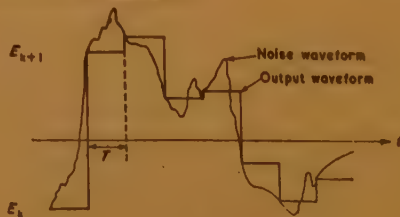


図 1

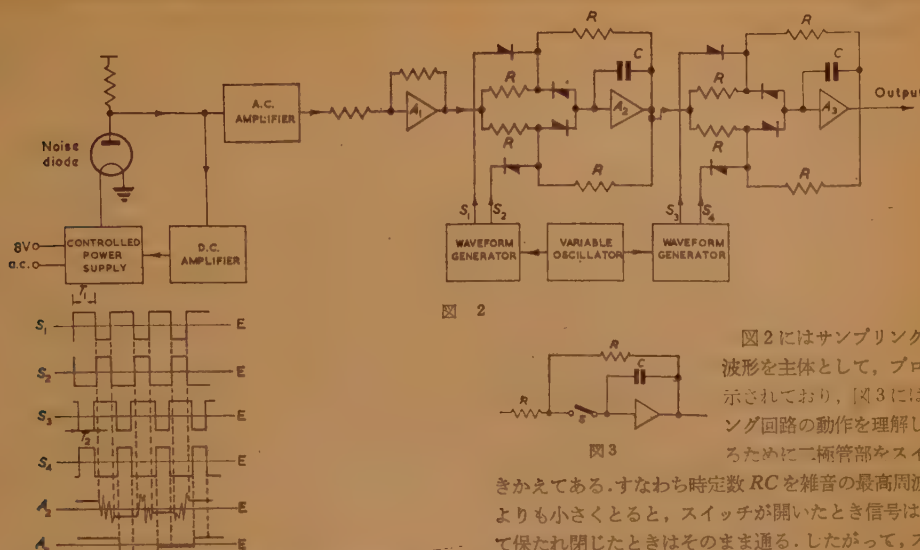


図 2



図 3

図 2 にはサンプリングの方法と波形を主体として、ブロック図が示されており、図 3 にはサンプリング回路の動作を理解しやすくするために極管部をスイッチでお

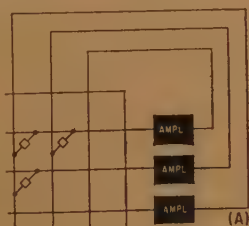
きかえてある。すなわち時定数  $RC$  を雑音の最高周波数  $8 \text{ kc/s}$  よりも小さくすると、スイッチが開いたとき信号は  $C$  によって保たれ閉じたときはそのまま通る。したがって、スイッチ期間を  $T_1, T_1 \sim T_2$  として、2つのスイッチをそれぞれ  $T-T_1$  の間閉じて  $T_1$  の間開くのと、 $T-T_2$  の間閉じて  $T_2$  の間開くのを図 2 のようにつなぐと、過渡現象を防いでよい。なお  $C$  は  $250 \text{ pF}$  が用いられこのインピーダンスがハムに対して高いのでスイッチに用いた極管は直流点火してある。結局  $10 \text{ V r.m.s.}$  の雑音出力をサンプリングしてその出力におけるドリフトは  $0.2 \text{ V/h}$  以下であり、出力の波形と周波数スペクトラムが DEUCE アナログコンピュータによって解析され確認されている。

(秋山委員)

### 計算機汎用回路

R.J. Domenico and R.A. Henle: "All-Purpose Computer Circuits", electronics, **33**, 34, p 56, (Aug. 19, 1960). 渡辺瞭訳 [資料番号 5136]

柔軟性のある汎用計算機で、しかも単用機の利点を兼ね備えるには、論理素子として、その間の接続を自由に換えられるようなものを使う必要がある。これを光導体マトリクスと NOR 回路とを用いて実現した例が図 1 である。光のスポットの適当なパターンをこのマトリクスに与えるこ



(A)

とにより、希望する論理回路が形成される。一つの NOR 回路の入力数を 200 位にすることができる。このマトリクスが大きくなると、寸法や光のエネルギーが過大になるおそれがあるので、光導体の数を減らす工夫が必要になる。

図 2 は、この回路による適応的論理回路のブロック図である。制御マトリクスは、ボタン発生器に制御されて論理回路の接続を行ない、また記憶装置、入出力装置からの情報を受けとる。ボタン発生器としては、投光器と内蔵されたフィルム・ライブラリとの組み合わせ、またはブラウン管と記憶装置

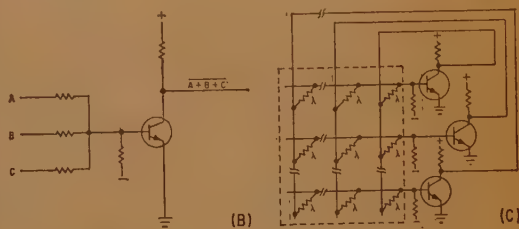


図 1

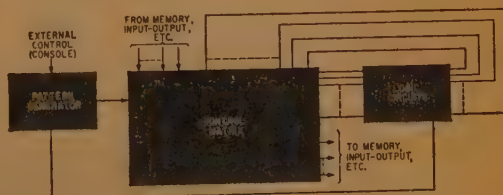


図 2

出力計算機のように切換えていくことができる。さらに論理

回路によりパタン発生器を制御すれば、機械自身に修理能力を持たせ得る。すなわち各ブロックを順番に予備ブロックと

取換え、出力を調べるようなプログラムにすれば不良個所が自動的に検出され、取換えられる。(秋山委員)

### 偏波特性によるレーダターゲットの分類

J.R. Corpeland: "Radar Target Classification by Polarization Properties", I.R.E. 48, 7, p 1290, (July 1960). 山下不二雄・穂積秀吉訳 [資料番号 5137]

Sinclair および Kennaugh により、レーダターゲットが偏波変換器、すなわち入射波の偏波の方向を変える性質のあることはすでに示されている。前者はその変換をマトリクスで表わしてレーダ距離方程式に入れ、後者は Poincaré の Polarization sphere を使い、この変換を拡張して幾何学的な意味を与えている。

本論文は、楕円偏波の異なる二つのアンテナを仮定して、レーダターゲットを数学的なモデルで置換え、偏波の異なるターゲットの解析に用いている。この仮定されたアンテナは、それぞれに受信されたエネルギーは全部他のアンテナから再放射されるように結合されている。

本論文ではこの二つの理想アンテナの結合状態が、ターゲットの偏波特性と類似していることを証明し、さらにレーダ受信機のアンテナ端子で測定される複素電圧は、つぎの3段階の手順をふんで求められるが、実際は(1)からただちに求

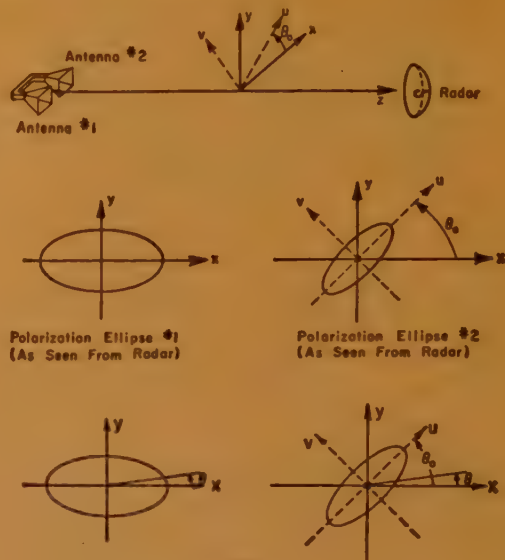


図 1

められることを述べている。

(1) それぞれのモデルアンテナに生じた電圧の大きさと位相を求める。

(2) 二つのアンテナ間の電圧を交換して再放射するフィールドを計算する。

(3) 二つのアンテナからのフィールドを加え合わせて、直線偏波レーダに戻る成分を計算する。

表1はこのように求められた種々のレーダターゲットの複素電圧を示すものである。

幾何学的にいえば、受信される電圧変化はただ単に原点から離れて、複素面上を回転している楕円なので、最小4点の測定で決定される。しかしそれでは誤差が多いので、充分多く測定するか、または受信アンテナの偏波方向を変えて行くにつれて、複素電圧を連続的に記録する装置を用いるのが望ましい。

この解析によりエコーを調べる際にあまり重く見られていないパラメータである偏波特性の測定が容易となり、レーダ測定によりターゲットを分類する方法が与えられる。

(鶴委員)

表 1

Object	$r_1$	$r_2$	$\theta_0$	$\Gamma(\theta)$	$\frac{I_m}{I_0} \left[ \frac{\sqrt{R_0}}{\sqrt{R_0}} \right]$
Sphere*	+1	-1	0	1	
Thin wire	0	0	0	$1 + \cos 2\theta$	
Diagonal corner	0	0	$\pi/2$	$\sin 2\theta$	
RCP reflector*	1	1	0	$\cos 2\theta - j \sin 2\theta$	
LCP reflector*	-1	-1	0	$\cos 2\theta + j \sin 2\theta$	
Isotropic reflector	$r$	$-r$	$\pi/2$	$\frac{1-r^2}{1+r^2} \sin 2\theta - j \frac{2r}{1+r^2}$	
Linear reflector	$r$	0	0	$\frac{1-r^2}{1+r^2} + \cos 2\theta - j \frac{2r}{1+r^2} \sin 2\theta$	
Symmetrical reflector	$r$	$-r$	$\theta_0$	$\cos \theta_0 \frac{1-r^2}{1+r^2} \cos (\theta_0 - 2\theta) - j \frac{2r}{1+r^2} \sin \theta_0$	



# 技術展望

UDC 621.397.232.2

## テレビ放送波の精密オフセットキャリヤ方式\*

正 員 安 田 一 次

(日本放送協会技術研究所)

### 1. 序 言

テレビジョン放送のチャンネル不足を補う方法として UHF 帯の使用とオフセットキャリヤ方式（以下略してオフセット方式）の活用と、二つの方法が考えられている。UHF 帯の使用は電波の伝はん、送信機、受像機、空中線など UHF 放送の資料を総合すると VHF 帯と同じサービスエリアを得るためには送信電力で 10~20 dB 不利とされている<sup>(1)</sup>。

VHF 帯の有効な活用と言うことからオフセット方式に関する研究は重要で、外国でもこれに関する多くの研究がなされている<sup>(1)</sup>。特に最近水晶発振器の進歩により、著しく発振器の周波数安定度が高まったため、精密オフセット方式を実用しようと言う機運になって来た<sup>(4)</sup>。

わが国において最初オフセットキャリヤの問題が取上げられ検討されたのは、名古屋局を東京と同じ第 3 チャンネルで開設する当時のことであつた<sup>(2)</sup>。

精密オフセットに関する研究は、昭和 34 年 8 月茨城県大洗で郵政省電波研究所<sup>(7)</sup>と NHK との協力で行なわれた野外実験<sup>(8)</sup>に始まり、ついで昭和 35 年 4 月精密オフセット方式の実用化のため NHK 名古屋実験局が開設され<sup>(10)</sup>、その後約 2 か月の調査結果により本方式が名古屋地区で有効であることが実証された。

わが国でこのように諸外国にさがかけて精密オフセット方式が実用されるようになった一つの理由は、わが国の TV 標準方式として電源非同期方式を採用しているので送信側の発振器の高安定化などの改修で直ちに白黒テレビ放送に精密オフセット方式が適用できると言うことによる。

### 2. 画面に現われる視覚妨害

同一チャンネルの二つのテレビ放送局があつて、両局電波の電界強度がほぼ等しいような地点で受信とする

と画面には両局の搬送波の周波数差（オフセット周波数）に相当するビート妨害として現われる。オフセット周波数が数十サイクル以下の低い場合は画面にフリッカを生じたりあるいは太い横縞が画面上を上方あるいは下方に流れ、見る者に不快を与える。周波数差が大きくなるにつれて図 5 および図 8 の例で示されるように縞は細くなり、ついには眼の分解能以上の距離はなれると縞が目立たないのである。一般にオフセット周波数を上げれば上げるほどビート縞（2あるいは 3 Mc 以上では点）が細かになり妨害が改善されるが、これを Beat Size Effect と称している。一方視覚妨害は水平および垂直周期に関する周波数間隔でも変化するが、これは画面上における妨害の相殺効果によるもので Beat Pattern Effect とも呼ばれている<sup>(9)</sup>。

オフセットキャリヤ方式を 2 つの放送局の電波のスペクトル分布に注目するならば、いわゆる周波数インタ・リーピング原理によるものと見ることができる。

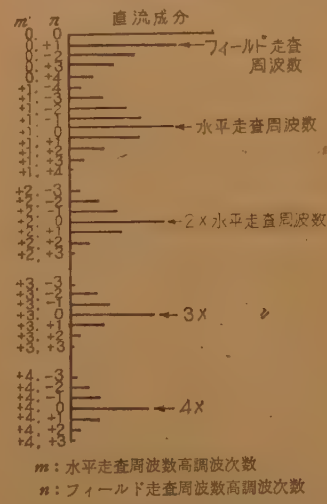


図 1 垂直および水平同期信号によるスペクトル分布

いま TV 信号を水平および垂直同期信号の繰返しと見るならば、その周波数スペクトル分布は図 1 のように 60 c おきの側波帯をもつ 15.75 kc とその整数倍の高調波から成立っている。したがって水平同期周波数の半分だけ異なった二つの電波を重

ね合せることは、水平同期信号のスペクトルの間に他をそう入したことを意味する。このような方法は周波数インタ・リーピングと言う技術として知られているもので、カラー TV において副搬送波自身、あるいはこれと音声搬送波との間の画面へのビート妨害を除去するためにも応用されている<sup>(3)</sup>。しかし周波数インタ

\* Precise Off-set Carrier System of T.V. Broadcasting. By ICHIMI YASUDA, Member (Technical Research Laboratories, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [資料番号 5138]

・リーピングの考え方はオフセット周波数の選び方には役立っているが視覚妨害に対する改善効果との関連はまだ明らかにされていない。

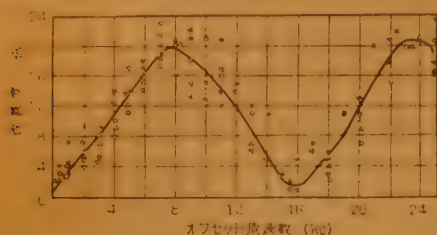


図 2 オフセット周波数を変えたときの改善度の変化

さて上に述べたように画面上の視覚の妨害の程度はオフセット周波数によって変わるが、希望局と妨害局との受信入力比 ( $D/U$ ) によっても変わる。図 2 は普通の安定度の同一周波放送の場合を基準 (0 dB) としてオフセット周波数を変えたときの  $D/U$  の改善度を視覚実験により求めた結果の一例で、図よりオフセット周波数が線周波数 15.75 kc の 1/2 の 7.875 kc 付近で改善度は最大 (約 19 dB) となっている。しかしこれでは 2 局間のオフセットにしか適用できないので、3 局の場合はアフセット周波数を 10.5 kc および 21 kc 付近にとり、いずれの局に対しても改善度を約 15 dB としている。

表 1

オフセット周波数	許容比
100 c/s 以下	45 dB
水平同期周波数の 1/2	27 dB
水平同期周波数の 2/3	30 dB
同上で精密オフセットの場合	20 dB

CCIR では同一チャンネル内の妨害に関し、特に 2 つの映像電波が同一水平同期周波数の場合の希望信号/妨害信号の許容比を表 1 のごとく報告している。表 1 から分かるように精密オフセット方式を採用すると許容比が 30 dB から一気に 20 dB に下げることができるのである。しかしそのためには 2 つの局がフィールド周波数の整数倍に等しい搬送周波数差をもち、その偏差を常に 5 c/s 以内 (各送信周波数偏差は  $\pm 2.5$  c/s 以内) に、また線周波数偏差は  $5 \times 10^{-6}$  以下に保持されねばならないと規定している。

オフセット周波数を変えたときの妨害の変化はすでに図 2 に示したのであるが、実際は線周波数のみならずフィールド周波数によっても変わるのである。このような視覚妨害の変化を理解するためにつぎに妨害縞の発生機構を述べよう。

### 3. 妨害縞の発生機構

オフセット方式による視覚妨害はつぎの 3 種類に分けて考えることができる。

- (1) 静止した縞として感ずるもの
- (2) 縞が時間的に点滅してフリッカとして感ずるもの
- (3) 縞が画面上を流動するもの

このうち (3) は視覚妨害の度合が大きく、しばしば同期が犯され画面がゆれることがある。一般に最適調整状態は (1) あるいは (2) のいずれかにある。したがって本節では (1) および (2) の状態についてビート縞の姿態 (mode) の数から縞の発生機構ならびに相殺効果を解説してみたいと思う。

#### (A) 相つぐフレームの相殺

(1) 妨害信号周波数 (オフセット周波数) がフレーム周波数 30 c/s の整数倍のときは、つねに相つぐフレームで同一位置に縞を繰り返す。この場合縞は静止する。

(2) 妨害信号周波数 (オフセット周波数) がフレーム周波数/2 = 15 c/s の奇数倍のときは相つぐフレームは相殺する。この場合縞は静止するが 15 c/s のフリッカとして感ずる。なんとすれば  $\tau$  を妨害信号周期、 $\tau_0$  をフィールド周期とすると相つぐフレームで相殺するためには

$$2\tau_0 = \frac{\tau}{2}(2n+1)$$

しかるに、 $2\tau_0 = 1/30$  なる故、妨害信号周波数は、

$$\frac{1}{\tau} = 15(2n+1)$$

#### (B) インタ・レースによる 1 フレーム期間の相殺

図 3 はインタ・レースを行なう場合の水平ならびに垂直走査波形を示している。説明の便宜上ブランキング信号は除いてある。

(1) 低周波精密オフセット方式の場合を考察するため  $\tau_0 \ll \tau$  とすれば、図 3 で第 1 フィールドの走査線に現われる妨害信号と第 1 フィールドと相隣る第 2 フィールドの走査線に現われる妨害信号との位相が  $180^\circ$  異なっている場合には

$$\tau_0 = (2n+1)\frac{\tau}{2} \quad (1)$$

$$\therefore \frac{1}{\tau} = 30(2n+1)$$

すなわち妨害周波数 (オフセット周波数) が 30 c/s の

奇数倍なら 1 フレームで相殺される。このように 1 フレームを見ると、走査線 1 本おきに黒白交互に現われることを optical interleaving とする。

妨害信号が相つぐフィールドで同位相になるのは式 (1) で  $(2n+1)$  の代わりに  $2n$  を用い

ればよい。前記と同様  $\tau_h \ll \tau$  のときは  $\frac{1}{\tau} = 30 \times 2n$  すなわち、30 c/s の偶数倍のときは相つぐフィールドで相殺されず縞は濃く見える。縞は  $n=1$  なら 1 本、 $n=2$  なら 2 本である。

図 4 はオフセット周波数が 330 c/s すなわち 30 c/s

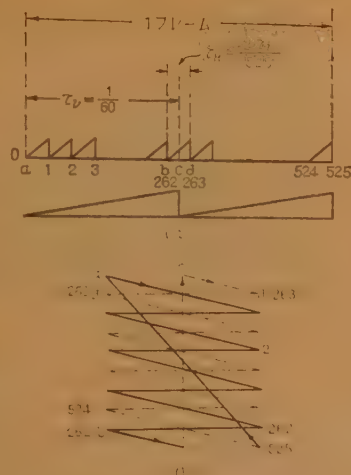
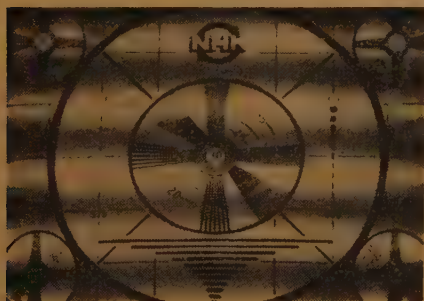


図 3 インターレースを行なう場合の水平ならびに垂直走査波形



相つぐフィールドで打消し合うので 1 フレームで撮った写真では縞は薄い。30 c/s のフリッカが著しい。

図 4 オフセット周波数  $30 \times 11 = 330$  c/s の場合



相つぐフィールドで同一位置に縞を生ずるので 1 フレームで撮った写真では縞は濃い。フリッカは無い。

図 5 オフセット周波数  $30 \times 10 = 300$  c/s の場合

の 11 倍の場合 1 フレームの期間露出して撮った写真で、相つぐフィールドで妨害縞は打消し合うので縞は薄い。30 サイクルのフリッカが著しい。図 5 は 300 c/s の場合相つぐフィールドで同一位置に縞を生ずるので縞は濃い。フリッカは無い。一般に縞が細くなれば Beat Size Effect によって視覚妨害は減少するが、同時に縞の点滅によるフリッカあるいは縞の流動の視覚妨害も減少するといわれている。したがって縞を細くするためオフセット周波数を高くしようとするとき  $\tau_h \ll \tau$  の仮定が成立しないので縞の黒から白に移り変わる途中で位相がずれ縞は斜になる。この状態についてはつぎに述べる。

(2) 高周波精密オフセット方式の説明として  $\tau > \tau_h$  すなわちオフセット周波数が線周波数 15,750 c/s より低くしかも  $1/\tau_h$  と  $1/\tau$  のビートがフレーム周波数の整数倍となる場合を考える。すなわち

$$\frac{1}{\tau_h} - \frac{1}{\tau} = 30m \quad (2)$$

この場合は妨害縞は静止し、それ以外のビート周波数では縞が流動するであろう。ビートのできる様子を各走査線で妨害信号の位相の等しい点を連ねた 30 c/s で

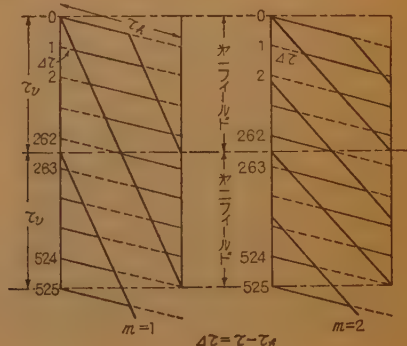


図 6 精密オフセットを示すための同位相縞の発生機構  $\tau > \tau_h$  の場合

繰返される整数状態 (mode) で示すと図 6 のようになる。図は  $m=1$  および 2 の同位相の縞を画いたもので、図より  $\tau > \tau_h$  なる故、 $\Delta\tau$  のない走査線が  $m$  個あることを考慮すると

$$\Delta\tau(525-m) = m\tau$$

ただし

$$\Delta\tau = \tau - \tau_h$$

これらの式から  $525\tau_h = 2\tau_s = 1/30$  を用いて

$$1/\tau = 30 \times (525-m) \quad (3)$$

これが (2) と一致することは容易にわかる。(3) で  $m$



が奇数なら  $1/\tau$  は 60 c/s の整数倍,  $m$  が偶数なら 30 c/s の奇数倍なることがわかる。図からわかるように,  $m$  が奇数のとき相づくフィールドで黒縞と白縞とが相殺する。この場合も 1 フレームを考えると走査線 1 本おきに黒白妨害線が現われるので, optical interleaving である。精密オフセット方式で一般にいわれているオフセット周波数が 60 c/s の整数倍のとき, 妨害が小さいのはこのためである。

#### 数値例

$$m=0 \quad \frac{1}{\tau} = 15,750 = 30 \times 525$$

$$m=1 \quad \frac{1}{\tau} = 15,720 = 60 \times 262$$

$$m=2 \quad \frac{1}{\tau} = 15,690 = 30 \times 523$$

$$m=191 \quad \frac{1}{\tau} = 10,020 = 60 \times 167$$

図 7~9 は  $m=0,1,2$  の妨害を示した 1 フレームの写真である。

つぎに  $\frac{1}{\tau} > \frac{1}{\tau_h}$  の場合は式(2)で  $m$  の符号を逆にしたことになる故(3)と同様に

$$\frac{1}{\tau} = 30 \times (525 + m) \quad (4)$$

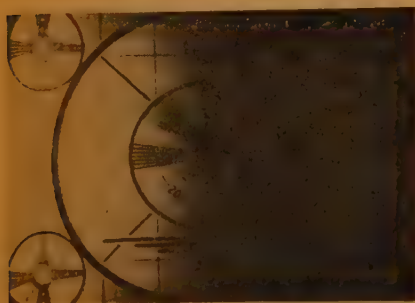
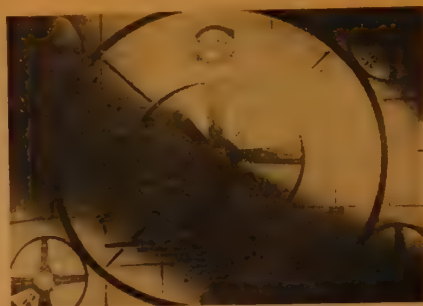


図 7 オフセット周波数  $15,750 = 30 \times 525$  サイクルの 1 フレームの写真



相づくフィールドで相殺 (optical interleaving) している。

図 8 オフセット周波数  $15,720 = 60 \times 262$ ,  $m=1$  の場合の 1 フレームの写真



相づくフィールドで同一位置に縞が出るので縞が濃い。

図 9 オフセット周波数  $15,690 = 30 \times 523$ ,  $m=2$  の場合の 1 フレームの写真

となり,  $m$  が奇数なら  $1/\tau$  は 60 c/s の整数倍,  $m$  が偶数なら 30 c/s の奇数倍となる。図 10 は  $m=1$  の

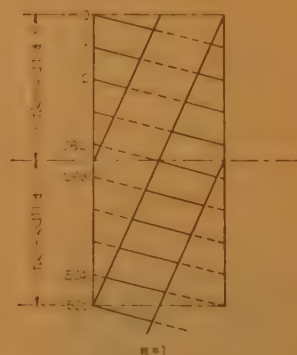


図 10 精密オフセットを示した  
m=1 の場合の発生機構

同位相縞の発生機構を示すもので, 図より縞は右上から左下に向い,  $m$  が奇数 (60 c/s の整数倍) の場合に optical interleaving になることがわかる。すなわち  $\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_h}$  の前後では, optical interleaving の条件は変わらずオフセット周波数が 60 c/s の整数

倍のところで起こる。精密オフセットの場合 10,020 kc と 20,040 kc とが用いられるのはいずれも 60 c/s の整数倍になっているからである。

#### 4. 精密オフセット方式

本節では低周波精密オフセット方式 (あるいは超精密オフセット方式) と普通の高周波精密オフセット方式について述べる。この両精密オフセット周波数は垂直同期周波数に対し整数倍の関係にあるので高度の周波数安定度が要求される。

(A) 低周波精密オフセット方式 (超精密オフセット) 3 局間の同一チャネル放送に対しては高周波精密オフセット方式を用いることにより一応解決できるが, さらに同一チャネル放送網の拡張を行なうための手段として低周波精密オフセット方式が Middlekamp らにより提唱されている<sup>(4),(5)</sup>。

低周波オフセット方式とはその名称に示すように 2 局間のオフセット周波数が数百サイクル以下の場合を

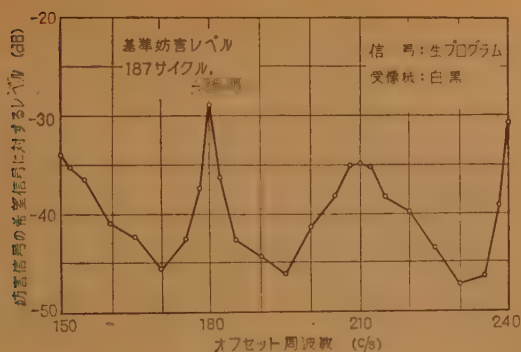


図 11 低周波オフセット方式

指すのであって、図 11 に視覚試験の結果の一例を示す。この曲線は同一視覚妨害を与える妨害信号強度がオフセット周波数を変えるといかに変わるかを示すものである。この場合視覚妨害は縞が流動しているときには悪く、静止しているときがよい。180 c/s は 30 c/s の偶数倍であるので妨害縞は相つぐフィールドで同位相となり静止している。つぎの静止縞の現われるのは 210 c/s であるがこれは 30 c/s の奇数倍であり、1 フレーム期間でインタ・レースの相殺 (optical interleaving) が行なわれるが、このように太い縞では 30 c/s のフリッカが目立つため、180 c/s の場合よりやや視覚妨害が劣っている。この同一視覚妨害曲線は相つぐ 60 c/s 置きに周期的に繰返される。

Middlekamp によればこの 180 あるいは 240 サイクルの視覚妨害の程度はたとえば従来の高周波精密オフセットほどにはよくなるが、すでに高周波精密オフセット方式を行なっている放送局群にさらに低周波精密オフセット局を加えることによって同一チャンネル割当ての拡張ができることを提唱している。すなわちいま 60 c/s の整数倍のオフセット周波数をもつ既設の高周波精密オフセット局群にやはり 60 c/s の整数倍の低周波オフセット周波数をもつ局を隣接して置局した場合、各局間の周波数差は常に 60 c/s の整数倍の關係に保持されているのである。

そこで図 11 から明らかなように 180 c/s あるいは 240 c/s の低周波オフセットを使用する場合、搬送波周波数差の安定度を  $\pm 1$  c/s 以内に保つことができれば最悪の低周波オフセット妨害に対し 14 dB 以上の改善が保証されることになる。この値は 200 Mc の送信機について  $\pm 5 \times 10^{-8}$  の周波数安定度があればよい。高周波の精密オフセットの安定度が  $\pm 2.5$  c/s を要求しているのに対し低周波精密オフセットが  $\pm 1$  c/s なる

故低周波精密オフセットを 超精密 オフセット (Very precise offset) と言うことがある<sup>(4)</sup>。

低周波のオフセット妨害を受けた信号の複調映像波

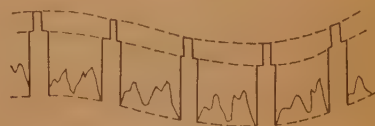


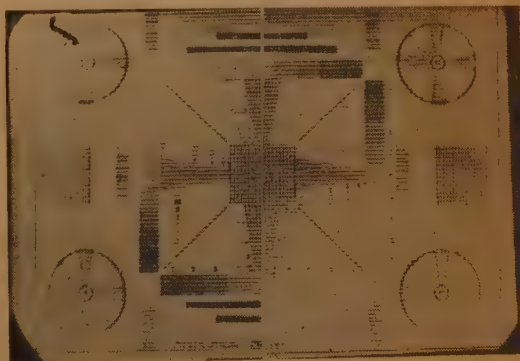
図 12

形は図 12 のようなものとなるのでこのような数百サイクル以下の低周波オフセット妨害は受信機側でクランプを用いることによって改善される。

(B) 高周波精密オフセット 低周波精密オフセットの場合 optical interleaving の状態 (たとえば 210 c/s, 270 c/s) に対しては 30 c/s のフリッカが大きく、むしろ相つぐフィールドで縞が同位相になる方が



(a)  
10,020 c/s (30 c/s の偶数倍) 9,990 c/s (30 c/s の奇数倍)  
改善度最大 ( $D/U \approx 15$  dB) 最悪の周波数 ( $D/U \approx 15$  dB)  
1 フレームの映像, 1 フレーム (2 フィールド) で optical interleaving が行なわれるので、フレーム周波数おきに改善度の最大、最小があらわれる。

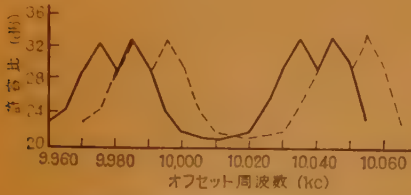


(b)  
12,020 c/s ( $D/U \approx 15$  dB) 9,990 c/s ( $D/U \approx 15$  dB)  
1 フィールドの映像, 1 フィールドでは隣接走査線の相殺効果が行なわれないので、フレーム周波数間隔で同様の妨害縞が現われる。

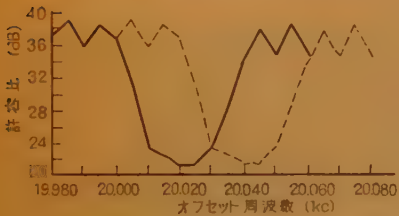
図 13

視覚妨害は少なかったが高周波精密オフセットでは縞が細くなりフリッカが目立たなくなり optical interleaving の状態の方がはるかによい。

図 13 は 1 フレームと 1 フィールドで撮った 10 kc オフセットの写真でこれより optical interleaving 効果がわかる。



点線は白黒、実線はカラー  
図 14 精密オフセットにおける 10 kc オフセット付近の搬送波強度許容比の変化



点線は白黒、実線はカラー  
図 15 精密オフセットにおける 20 kc オフセット付近の搬送波強度許容比の変化

図 14 および図 15 は RCA で行なった室内実験の結果<sup>(4)</sup>で縦軸に許容し得る希望信号と妨害信号の搬送波強度の許容比を、横軸にオフセット周波数をとったもので、実線はカラーのフレーム周波数 29.97 c/s、点線は白黒のフレーム周波数 30 c/s に対する 10 人の観察者の平均値である。この場合希望信号はカラースライド、妨害信号はカラーバーを用い、受信には 21 インチカラー受像機を使用している。

これらの結果からわかるように、最小の許容比はいずれも 21 dB で、カラーの場合は 10,010 c/s (29.97 c/s の 334 通倍) および 20,020 c/s に、白黒では 10,020 c/s (30 c/s の 334 通倍) および 20,040 c/s のオフセット周波数で現われていて、オフセット周波数の偏差  $\pm 5$  c/s 範囲では最小許容比の劣化は著しくない。図 14 で最大許容比は 33 dB であるから改善度は 12 dB、図 15 の場合は最大許容比 39 dB であるから改善度は 18 dB である。最大の許容比付近で谷ができていのはオフセット周波数が 30 c/s の奇数倍で縞が止まり、その周波数から外れると縞の流動により視覚妨害が増加するからである。

ここで注意すべきことは図 15 でカラーに対して最善のオフセット周波数 20,020 c/s をとると、白黒に対してはほとんど最悪の値に近い許容比 33 dB になる。Behrend はこの事実から精密オフセットキャリア方式を採用するにあたっては白黒もカラーも同じフレーム周波数を採用し、白黒に対してもカラーと同様なフレーム周波数安定度を与えねばならぬと主張している。

最近 Behrend は 1956 年の研究に引き続き、さらに詳細の実験を行ないその結果を発表している<sup>(4)</sup>。前回の実験は、希望信号としてカラースライド、妨害信号としてカラーバーのいずれも静止画面を用いていたが、今度は希望信号としてカラーフィルム、妨害信号としてカラーの放送プログラムで、いずれも動く画面について改善度、最良のオフセット周波数に対する許容比および最悪のオフセット周波数に対する許容比を求めた。この場合カラー受信機 1 台と白黒受信機 3 台について測定している。結果を 10 kc および 20 kc オフセットについては表 2 にそれぞれ前記の静止画面のデータとともに示してある。

表 2

オフセット周波数 (kc) および受像機の種類	許 容 比 (dB)	
	静 止	動 く 画
10,010	21	平 均 22
		白 黒 $22 \pm 0.5$
		カ ラ ー 20.5
9,985	33	平 均 31.4
		白 黒 $31.4 \pm 1$
		カ ラ ー 29.1
20,020	21	平 均 20.5
		白 黒 $20.5 \pm 0.5$
		カ ラ ー 19.5
20,045	39	平 均 35.3
		白 黒 $35.3 \pm 1$
		カ ラ ー 34.2

つぎに 3 信号の場合の実験として 1 つの希望信号に対してお互いにオフセットされた 2 局が同時に妨害している場合につき許容比を測定している。希望信号はカラースライドで、妨害信号はともにカラーバーである。図 16 はその一例で、妨害搬送波は 10 kc および 20 kc にオフセットされ、ともに大きさは等しい状態で変えられる。測定は最良および最悪オフセットの点と搬送同波数の偏差  $\pm 1$  c/s および  $\pm 2.5$  c/s に対応する 2 点を最良オフセット周波数の両側にとっている。



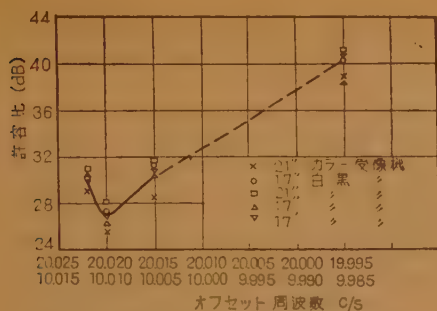


図 16 強度の等しい 2 局が一つの希望局に妨害する場合の許容比

3 信号の場合の実験結果は、最良のオフセットの状態では同一強度の妨害、2 局の影響は直線的である。すなわち 1 局の妨害より 6 dB 劣化する。しかし最悪オフセットの状態では妨害の割合は最良オフセットのときより軽減し図 16 の例では 1 局の妨害より 1 dB しか劣化しない。

TASO (Television Allocations Study Organization) 報告中<sup>(11),(12)</sup>に Dean は白色雑音の混入している場合の精密オフセット妨害はある条件のもとでは多少妨害を改善すると言う実験結果を報告している。

また種々のオフセット周波数に対する効果を比較するため表 3 のような結果をも示している。この結果より 360 c/s の低周波オフセットは高周波オフセットより 5 dB 程度劣っていることがわかる。

表 3

オフセット周波数 (フレーム周波数 29.97 c/s)	希望信号対 妨害信号 許容比 dB
360	22
604	41
9,985	24
10,010	17
19,995	29
20,020	17

高周波精密オフセット妨害の改善の方法として受像機映像回路に、10 kc および 20 kc 成分のみを除去するろ波器を用いる<sup>(9)</sup>。この帯域除去ろ波器による過渡ひずみあるいは同期の不安定などによる画質低下を生ずることがあるが、この方法による妨害の改善度は約 5 dB<sup>(9)</sup>程度である<sup>(8),(10)</sup>。

## 5. 実施上の諸問題

線周波数安定度 FCC 規格によればカラー信号の副搬送波 3.58 Mc の安定度は  $\pm 10$  c/s と規定されておりこの周波数安定度は約  $\pm 3 \times 10^{-6}$  である。カラーの場合線並びにフィールド周波数は普通副搬送周波数を基準として適当に通降して求めているのでフレーム周

波数の安定度も同じである。故に CCIR で定められた“線周波数の安定度  $5 \times 10^{-6}$  以下”は現在のカラー用の同期信号発生器程度のもので充分である。いま 20 kc オフセットを行なったとしてフィールド周波数の 334 倍のオフセット周波数を用いたとするならばフィールド周波数の  $5 \times 10^{-6}$  の変動はオフセット周波数の変動の  $60 \times 5 \times 10^{-6} \times 334 = 0.1$  c/s に対応する。この値は CCIR 標準の精密オフセットの搬送周波数偏差の  $\pm 2.5$  c/s に比し充分に小さい。しかるに実際に問題になるのは画面に妨害局のブランキング信号が現われ、この程度の線周波数安定度では妨害ブランキングが数サイクル同期で画面を横切ってゆっくり流れることである<sup>(9)</sup>。この流動を止めるには完全に同期された線周波数を使用しなければならない。したがって NHK 民放と多数の局が存在し思い思いのプログラムを放送する場合の同期周波数の安定など今後の問題が残されている。

搬送周波数の安定度 精密オフセット方式では CCIR でも提案されているように TV 送信機の周波数偏差を  $\pm 2.5$  c/s 以下に保持しなければならない。この値は実に VHF High Band に対して  $\pm 1 \times 10^{-8}$ 、2 局が独立の発振器を使用する場合  $\pm 5 \times 10^{-8}$  以上の周波数安定度が必要である。大洗および名古屋の実験に使用された James Knight の発振器 (原発振 1 Mc) の安定度は 10,010 c/s のオフセット周波数に対して

1 日あたり	0.2 c/s	( $1 \times 10^{-9}$ )
1 週あたり	0.3 c/s	
1 月あたり	0.4 c/s	( $5 \times 10^{-9}$ )

であった。最近輸入された James Knight 製のトランジスタ式水晶発振器では周波数安定度は  $5 \times 10^{-10}$  以下と言われている。現在名古屋局に国産の精密発振器を使用しているが、90 日間で  $\pm 2 \times 10^{-9}$  程度にはなっているので、精密オフセットには充分使用できるがさらに安定な発振器の国産化が要望されている。

周波数安定度の監視 以上のような精密な発振器の絶対値較正はたとえ標準電波を使用しても現地局で行なうことは困難である。精密オフセットでは 2 局間のオフセット周波数のみが問題となるので現在の実験では適当な受信地点で両局電波を受信し、ビート周波数を測定している。このような方法は精密オフセット方式を実施する場合かなりめんどうなこととさらに高安定発振器により絶対測定を行なうか、あるいは監視の不必要なほど長時間にわたって安定な発振器の得られることが望ましい。

## 6. 結 言

本文では主として精密オフセットについて述べたがこのほか同一チャンネルで off set 周波数のさらに大きい場合、あるいは隣接チャンネルの妨害など重要な問題があるが紙面の都合で割愛した。なおブースタ局のような完全同一周波の問題音声の妨害については現在研究中で、他日報告されるものと思う。

## 文 献

- (1) "A study of co-channel and adjacent-channel interference of television signals", RCA Rev. Part 1 (March 1950).
- (2) 須田, 林: "テレビジョンオフセットキャリア視覚試験結果", NHK 技術研究 15, (March 1954).
- (3) I.C. Abrahams: "Choice of chrominance sub-carrier frequency in the NTSC standards", "The frequency interleaving principle in the NTSC standards", I.R.E. 42, (Jan. 1954).
- (4) W.L. Behrend: "Reduction of co channel television interference by precise frequency control of television picture carriers", RCA Rev. 17, Part I, p 443, (Dec. 1956).  
RCA Rev. 20, Part II p 349, (June 1959).
- (5) E.W. Chapin, L.C. Middlekamp and W. K. Roberts: "Co-channel TV interference and its reduction", Trans. I.R.E. PGTS-10 (June 1958).
- (6) L.C. Middlekamp: "Reduction of co-channel television interference by very precise offset carrier frequency", Trans. I.R.E. PGTS (Dec. 1958).
- (7) 村主, 村上, 今井: "TV オフセット効果の理論的検討", 電波研究所季報 5, 21, (Oct. 1959).
- (8) 錦織, 村主, 村上, 今井, 萩原: "精密オフセットキャリア方式によるテレビジョン同一チャンネル放送の実験", 電波研究所季報 24, (May 1960).
- (9) H. Hopf: "Untersuchungen zum Betrieb von Fernsendern mit Präzisionsoffset der Trägerfrequenzen", Rundfunk Tech. Mitteilungen 2 (1958).
- (10) 安田: "精密オフセット方式による TV 放送", 萩原: "精密オフセット方式における放送装置", 清水: "名古屋地区における精密オフセットキャリア方式の実験", 放送技術 (昭 35-10).
- (11) "Engineering aspects of television allocations", Report of the Television Allocations Study Organization to the FCC (March 16, 1959).
- (12) C. E. Dean: "Measurements of the subjective effects of interference in television reception", I.R.E. 48, 6, p 1035, (June 1960).

## 電気通信学会雑誌

本誌名金文字入・美麗装幀  
専用合本ファイル

35年度前期, 後期各6冊つづりはB形(厚さ40ミリ)と御指定願います。  
なお年度に関係なく製本される方のためにA形(厚さ50ミリ)もあります。

- 貴方の書棚を飾る美しい外観
- 穴もあけず棚も使わず合本ができる
- 冊誌を傷めず保存できる
- 中のいづれでも取外しが簡易にできる
- 製本費がはぶける.....

売 価 (A形・B形) 1部120円  
送 料 1部 20円

申込先 電 気 通 信 学 会

東京都千代田区富士見町2の8  
振替口座 東京 35300番



# ニュース

## ◆アジア・エレクトロニクス会議 の開催決まる

エレクトロニクス協議会では、科学技術庁、郵政省、通産省、外務省を始め電電公社、国際電電、NHK、国鉄等諸官庁、各種団体の後援のもとに、来る 10 月下旬から 11 月上旬にいたる 5~6 日間にわたり、アジア・エレクトロニクス会議を開催することとなり準備を進めている。このアジア・エレクトロニクス会議は、アジア地域諸国における電子技術の交流、開発、および電子技術者の養成についての協力ならびに電子技術に関する情報の交換等について協議し、それによりこれら諸国の文化の向上と経済の発展を図ることを目的としている。招請国は 26 か国、招請人員約 50 名、開催地は東京を予定しており、4 日間にわたる本会議の外に、展示会、工場見学等も計画されている模様。

## ◆6 Gc 方式の実用始まる

電電公社では市外回線の増加に伴ない、かねてから 6 Gc を用いたマイクロウェーブ超多重電話回線の実用化がいそがれていたが、このほど東京、大阪間各局の工事を終了し来る 5 月 20 日より商用に供せられる運びとなった。この 6 Gc 方式は CCIR に準拠した 1,200 ch の超多重電話、あるいはカラーテレビの伝送を行なうもので、開通に先立ち 3 月末より行なわれた商用試験の結果十分所期の性能が得られていることが明らかにされた。

なお 6 Gc 方式は従来の 4 Gc 方式に比べて

- (イ) 高 Gm 管を用いることにより中間周波部の帯域幅を増加せしめたこと。
- (ロ) 進行波管を高出力化し、また発振、増幅を専用させることにより送信出力を増加せしめたこと。
- (ハ) アインレータを各所に使用し、インピーダンス特性を良好にしたこと。

などの改良が行なわれており、おもな電氣的仕様はつぎのとおりである。

- (1) 送信出力 5 W
- (2) 雑音指数 13.5 dB
- (3) 振幅特性  $\pm 10$  Mc で偏差 0.5 dB 以下
- (4) Delay 特性 1 m $\mu$ s/ $\pm 8$  Mc, 3.5 m $\mu$ s/ $\pm 10$  Mc
- (5) 微分特性 MOD, DEM とも 0.4%/ $\pm 6$  Mc 以内
- (6) アンテナ口径 4 m $\phi$ , 利得 45 dB

## ◆CAMA 電子装置 試作なる

昨年より試作がすすめられていた CAMA 電子装置は、本年 1 月日本電気の製造が完了し電電公社通研に搬入され、現在室内実験中である。今回試作されたものは、計算局装置と市外局用の電子装置である。

前回と比べて検討された点は、パラメトロン、メモリ、電源などに十分安全度をもたせることであり、方式的には、計算局装置が料金計算、分類、印刷などの諸機能を有する基本装置とされたことである。

市外局用電子装置は動作特性試験を終了し、予期されたマージンが得られさらに連続試験を続けている。本年度夏頃に、東京市外局の実験用市外クロスパー交換機に接続して、現場試験が行なわれる予定である。

計算局装置も室内実験中で、安定した動作が得られてい

る。市外局電子装置よりの磁気テープを処理する現場試験は、同じく本年夏頃より行なわれる予定。

## ◆ZK 装置の実用化進む

料金合理化に関する公衆電気通信法改正案によれば自動車外通話料金は現行の 3 分きざみの課金法が、市内度数を単位とした 7 円で通話しうる秒数を距離に応じて差をつける距離別時間差法に改訂されたことになる。この改正が行なわれれば市外交換網の拡大と相まって全国自動即時が可能となってくる。

現在自動車外通話は 80 km 以内の近距離で実施されており、これに対する課金機器としてはいわゆる ZZZ あるいは ZZ (以下 Z 装置と略) が使用されている。しかし料金改訂後は課金方法が相違するために回線ごとに設備されている Z 装置は改造を行なわない限りは使用できなくなる。料金制切替は全国一斉に実施されるから、改造に要する時間は極力短縮する必要がある。この目的に沿った Z 装置を ZK 装置といふこれは切替前日までは Z 機能の動作を行ない簡単な布線変更のみで直ちに新しい課金機能 (K 機能) を付与することができるよう設計されたものである。

電電公社技師長室では、A 形、H 形、XB 用の ZK 装置の試作試用試験を千代田局および伊丹局で実施し良好な試験結果を得、直ちに仕様の作業に移った。

### ZK 装置の特長として

(1) 切替当日の改造箇所はすべて端子板に収容しており、ここで簡便プラグの挿換えを数か所行なうだけで直ちに K 機能に切替えられる。改造の所要時分は回線あたり 1 分以内である。

(2) Z 機能と K 機能を兼ねあわせた装置であるが、回路の改良をあわせ行ない従来の Z 装置よりは経済化されている。特に A 形のものについては XB 部品を用い回路設計も相当に合理化を図ったため所要床面積は 1/2 近くまでになる。

## ◆材技研に電磁気材料部門新設さる

この 4 月から科学技術庁金属材料技術研究所 (材技研) に新しく第 9 部が新設された。この部門は高純度金属の研究を基礎として、電磁気材料用の金属合金および金属間化合物、酸化物の研究を担当することになっている。

今年度は初年度でもあるので、大体は従来の関連研究室を統合した形で出発しているが、将来はこれを核として大きな発展が期待されている。4 つの研究室からなり、その研究状況はつぎの通りである。高純度金属研究室は従来から高純度クロムの製造と加工の研究をつづけており、最近室温で伸び 40% に達する延性クロムの製造に成功した。これによって純クロムの新しい用途が開けることが期待される。また、電子ビームによる浮遊帯状溶解装置の試作研究もすすめられている。磁性材料研究室では Fe-Al-Mo 系の高導磁率磁性材料の研究が行なわれている。これは Mo の適量の添加と熱処理条件の研究によって、従来加工がはなはだ困難とされていた FeAl 系合金の加工性と磁性の改善をめざしており、すでに大きな成果がえられている。また微粉末を原料とする異方性永久磁石合金の全製造工程を真空中または不活性雰囲気で行なうことによってその性能の飛躍をはかる研究が計画されている。金属間化合物研究室では原料金属の精製から出発して、二元、三元の金属間化合物半導体の開発研究に着手している。

最後に酸化金属研究室では、遷移金属をベースにした金属酸化物の半導体的特性が組織的に研究されており、将来はこの研究を硅化物にもひろげ、たとえば高温用の熱電素子としてすぐれた材料を見出すことをめざしている。



要約すると、新部門における電磁気材料の研究は、原料の精製、材料の製造工程など冶金学的な面に重点をおき、対象としては金属間化合物、酸化物金属など、従来の金属の枠からはみ出した新材料の組織的な開発をおもな目標としている。

### ◆X線テレビによる遠隔診断

工業用非破壊検査や医療診断用にX線テレビを使用する方式の開発が進められ、二、三の方法が研究および実用化され始めている。

今年4月1日、文部省研究補助金により日本医療放射線学会が主体となり、東芝、TBS、ABC、電電の協力を得てX線テレビによる遠隔診断の公開実験が東京聖路加病院、大阪中之島公会堂（放射線学会会場）間で行なわれた。これは大阪の医師が東京の患者を診断する形式で実験は成功裡に終了した。なお、これに先立って本年2月徳島大学—聖路加病院間の無線伝送が予備実験形式で行なわれており、放送内容は4月のものとほぼ同一である。

X線テレビの方式には、

- ① 走査X線管を使用する方式
- ② GEの開発したX-iconを使用する方式
- ③ X線い光増倍管とテレビカメラを組合わせる方式
- ④ 透視い光板と輝度増倍管およびテレビカメラを組合わせる方式
- ⑤ 透視い光板とテレビカメラを組合わせる方式

等がある。

今回行なわれたものはX線い光増倍管とテレビカメラの組合せ方式によっている。X線テレビが今後の発展を期待されている理由には、

- ① 透視診断に比較してX線量を軽減できるので患者および医師、とくに医師のX線曝射量を軽減または無くすることができる。
- ② 透視い光板輝度に比較して高輝度X線像を観察できるので適確な診断ができる。
- ③ 明るい場所で患者操作ができるので患者の不安感を著しく減少できる。
- ④ 多数の医師による協同診断ができ、また大学医学部等における学生教育に有用である。

等がある。

### ◆カラーVTR完成

これまで実用されているビデオ・テープ・レコーダ（VTR）はいずれも米国のAmpex社の開発した方式であったが、東芝（株）では一昨年秋新しい方式のVTRを発表しその実験公開を行なった。従来Ampexの方式では4個の録画ヘッドを回転し、テレビ画面をテープ上の16のトラックとして録画していたのに対し、この新しい方式は、テレビ画面全部を縦書き目なしにテープ上の1トラックとして録画するものである。昨年春行なわれた米国のSMPTE（映画テレビジョン技術協会）での講演発表以来、この方式はカラー用にも適するものとして注目を集めるようになった。

同社マツダ研究所ではその後このカラーVTRの試作実験を進めていたが、このほど調整を完了し、昨年12月16日、その公開実験を行なった。

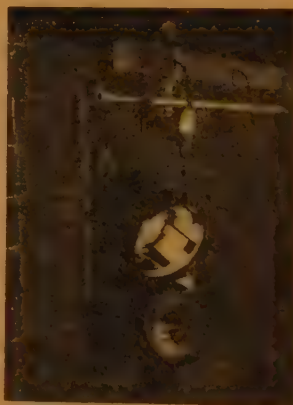
この方式はNTSCの標準カラー信号をそのまま録画し、その再生にあたっては独自の新しい方式を採用しているもので、試作実験装置は前に公開された白黒VTRに一部カラー用の装置を付加したものである。

公開実験では、従来の方式のような精密な調整を必要とせず、行に1ヘッド方式であるため、いままで、もっとも問題



となっていた画面の途中でのヘッド切り換えによる色筋や色フリッカなどの全く出ない原画に近い安定したカラーの再生像が得られている。現在同社では工場製品化を進めているという。

### ◆カラー・スタジオ用熱線吸収ガラス完成



2 kW ソーラスポットのレンズ内側に熱吸収ガラスを装着したところ

カラー・スタジオは白黒テレビに比し照明光源が大となり、これにともなって発散する熱量が大きく、これの熱対策はこれまでスタジオ関係者の強い要望であった。NHK 現業局では小原光学硝子と協同して、新しい熱線吸収ガラスを照明器具に取り付ける方法を開発し、極めて好結果を得た。

こんど完成した熱線吸収ガラスは、磷酸塩を主体とした熱線吸収ガラスでこれを取り付

けることにより放射熱量をこれまでの約 1/10 に減少することができた。この熱線吸収ガラスは光をよく透過し、カラーテレビの色彩に影響を与えない高性能のものである。在来この種のガラスでは、耐熱性を強くするため膨張係数を小さくすることは極めて困難であったが、このガラスは膨張係数を小さくした結果、大形照明器具の内部に取り付け、5分間で350°C 位の熱変化を与えても破損せず、また衝撃にも極めて強いものである。これを用いた照明器具は、連続ドラマ「パス通り裏」などに使用され、出演者を真夏のような暑さから解放し、好評を得ている。

### ◆中短波送信機続々と輸出

東芝（株）では、中短波送信機類の輸出引合いを多数受けていたが、今年度、南米ベネズエラ向けに短波 10 kW 送信機 6 式を輸出したのを皮切りに、カンボジアへ飛行場用無線装置 4 式、また、ニュージーランドへ 1 kW 中波放送装置 4 式を送り出し、現在も引続いて相当数の商談が進行中である。



10 kW 短波送信機

このベネズエラ向け短波 10 kW 送信機は、同国交通省が、主都カラカスと要港マラカイボに据付けて短波放送を行なうためのもので、同社が米国 RCA 社と競争の上受注、製作し、近日中に据付けを終り放送が開始される模様である。

また、カンボジア向け飛行場無線装置は、対空 500 W 短波電信電話送信機 4 台を主力とし、これに、100 W ホーマ・ビーコン装置、VHF 送信機、制御卓を配したもので、この

送信機は周波数変更が瞬時に行なえる上、2 波まで同時発射ができ、1 台で通常の 500 W 短波送信機 2 ないし 4 台に匹敵するものであるといわれる。

### ◆VTRのタイミングひずみ自動補正装置

アンペックス社では、かねてから CBS と共同で VTR の再生時におけるタイミングひずみの自動補正装置を研究中であったが、このほど完成し近く発売する予定となった。この装置については、特許の関係で発表されていないが、従来再生画面にみられた 90 度誤差ひずみ、スカロッピング、ベネシアンブラインド効果等は、水平走査線 1 本ごとに補正するので、補正された画面は、原信号と全く変わらなくなるという。

この回路の補正限界は  $1 \mu s$  以内で、復調器とプロセッサの間に接続され、映像信号帯域で遅延補正が行なわれる。これは、すでに使用しているどの VTR に付加することもできる。

また同社ですでに発売しているインターシンク装置と組み合わせると、インターシンクのみによって得られる安定度以上の改善が得られ、目にみえるすべてのジッターを排除することができるという。

日本においても、これと同じように FM 伝送系内で補正する方法が東芝（株）において独自に開発された。この方法は、固定遅延素子を直列に接続しこれから数多くのタップを出して、これを電子的に切換えてジッターの補正を行なうものである。

### 標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

#### JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s

Date 1960 Oct.	Frequency Deviation Parts in $10^9$ 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.	Date 1960 Oct.	Frequency Deviation Parts in $10^9$ 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.
1	- 2	- 1	17	+ 3	+ 2
2	- 2	- 1	18	+ 3	+ 2
3	- 2	- 1	19	+ 3	+ 3
4	- 2	- 1	20	+ 4	+ 3
5	- 2 <sup>*1</sup>	- 2	21	+ 4	+ 3
6	+ 5	- 2	22	+ 4	+ 4
7	+ 4	- 1	23	+ 4	+ 4
8	+ 4	- 1	24	+ 4	+ 4
9	+ 4	0	25	+ 4	+ 5
10	+ 4	0	26	+ 4 <sup>*2</sup>	+ 5
11	+ 4	0	27	+ 2	+ 5
12	+ 4	+ 1	28	+ 2	+ 5
13	+ 3	+ 1	29	+ 2	+ 5
14	+ 3	+ 1	30	+ 2	+ 6
15	+ 3	+ 1	31	+ 2	+ 6
16	+ 3	+ 2			

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

\* Adjustment were made on the days indicated by\*

### 採 録 決 定 論 文

5 月編集会分 [ ] 内の数字は寄稿月日

青柳健次, 宮脇一男, 曾我部秀一, 和田定春: 時分割同時送受話の一方式 [34.11.20, 36.3.22]

稲津稔: 定輝度式色度線順次方式を利用したカラー VTR [36.2.9]

牧本利夫, 山本正隆: フェライトによるマイクロ波周波数通倍 [36.2.1]

岩橋榮治: エサキダイオード無安定マルチの解析 [36.3.14]

斉藤伸自: 結合線路形波器——結合 2 本線路の抽出による設計法—[35.10.7]

斉藤伸自: Richards の鍵定理の四端子網回路への拡張 [35.10.7]

新保修: 超多重 FM 信号のエコーひずみ [35.10.22]

小又朝男, 山岸文夫: L バンドレダにおけるパラメトリック増幅器の応用 [35.9.22, 12.15]

斉藤収三, 渡辺真吾: 帯域雑音のマスクング効果 [36.2.8]

磯部豊作: ダイオードを用いた共振形パラメトリック増幅器の励振電源変動の特性への影響 [35.12.8]

宮憲一, 小島浜男: 短波用全波カーテン形空中線 [35.8.5]

斉藤成文: 電子ビームにおけるサイクロトロン波と同期波の運ぶエネルギーについて [35.12.15]

## 本 会 記 事

## 第 12 回理事会

## および第 3 回評議員会

(昭和 36 年 3 月 21 日, 午後 5 時, 水川荘)

米沢会長、三熊、松本、内田各副会長、野村理事、染谷監事、妻藤、柳井両庶務幹事、柿田会計幹事、副島、河津、末武各編集幹事、新堀、宇都宮両調査幹事、森田技術委員会会長、川上、見目、中村、蛸崎、田中、古橋、杉山、新、杉、田島各評議員および肥土主事出席。

## 議 事

## 1. 世論調査の中間報告について

先般行なった世論調査の結果の概要について副島幹事から中間報告があった。種々興味ある資料が得られたが目下いろいろの角度から分析、検討中であり、まとも次第誌上发表と共に実施可能なものは逐次実施に移したい旨説明された。

## 2. 事業拡充臨時委員会の報告について

過去 3 回にわたる委員会での討議結果について、特に (1) 英文号の発行と、(2) 技術委員会資料の本印刷化 (雑誌の寄稿論文と技術委員会資料を組合わせた Transaction の発行) の 2 点について三熊委員長から中間報告が行なわれたが、いずれも学会運営の根本に触れる重大問題であるため、経費その他の面から時間をかけて充分検討を要する旨説明があった。なお、これに対し森田技術委員会会長から、技術委員会としてメンバ制の確立および (2) の事項について検討中である旨補足説明があった。

## 3. 昭和 36 年度事業計画案および収支予算案について

柿田会計幹事から説明があり、これを承認した。

## 4. 昭和 35 年度決算書について

柿田会計幹事から説明があり、これを承認した。

## 5. 功績賞賞状文案の検討および規程、手続等の改正について

昭和 35 年度功績賞受領者森田清君 および金原孝君に対する功績賞賞状文案について審議し、一部修正の上決定した。つぎに功績賞委員会の決議に基づく功績賞選定手続の一部改正について協議の上、つぎの通り改正することに決定した。

功績賞受賞候補者選定手続第 2 号第 3 項としてつぎの条項を追加する。

「当該年度の会長および功績賞委員会委員長が功績賞受領候補者に推薦され、これを辞退された場合には、次年度において、推薦が無くとも候補者に加える。この場合、その功績大要および略歴は当該年度の推薦書に基づいて記載するものとする」

## 6. 論文賞、著述賞の受賞者決定について

論文賞および著述賞の両委員会における選定結果について、下記の通り報告があり、これに基づいて協議の上委員会報告通り決定した。

## 著 述 賞

伝 送 回 路 滝 保 夫君 (東大)

## 論 文 賞

題 名	著 者 名	掲載誌 および 発行月
シルバーボンド・ダイオードの非直線性障壁容量について	葛田昭一君 (通 研) 杉山耕一君 (通 研)	本 会 誌 24. 12
π 波器チェビシェフ近似理論	渡部 和君 (日 電)	本 会 誌 35. 3
逆根軌跡法によるトランジスタ増幅器の設計	藤村安志君 (NHK)	本 会 誌 35. 5
進行波形パラメトリック増幅器における高調波成分の影響について—パラメトリック回路の分布結合理論—	斎藤成文君 (東 大 研 生)	本 会 誌 35. 6

## 7. アジアエレクトロニクス会議および同特別委員会委員の委嘱について

エレクトロニクス協議会から要請のあったアジアエレクトロニクス会議 (1961 年 10 月) への後援協力について、これを承認し特別委員会委員としては宇都宮調査幹事を推薦することと決定した。

## 8. I E C 半導体装置国際会議開催について

工業技術院長および日本規格協会会長から、1962 年に I E C の半導体装置に関する Technical Committee (TC 47) を東京で開催につき協力せられたい旨要請があったのに対し、これに応ずることとし、差向きの窓口としては、新任調査幹事があたることに決定した。

## 9. 日本工学会の理事学会に当選に伴う理事選任について

先般日本工学会の理事選挙で、本会が理事学会に推薦されたので、理事 1 名を推挙せられたい旨要請があったのに対し、慣例により小島新副会長を推薦することに決定した。

## 10. 会員の入会承認について

つぎの通り、入会を承認した。

正 員	阿 部 盛 男	外	31 名
准 員	阿 部 安 利	外	11 名
学生員	赤 井 徳 夫	外	43 名
		計	88 名

## 報 告

## イ. 会員現況 (昭和 36 年 3 月 31 日現在)

会 員 別	名誉員	維持員	部 員	准 員	学生員	特殊員	計
昭和 36 年 2 月末会員数	9	177	8,667	1,830	1,787	196	12,666
入 会		1	39	13	74		127
新 格 転 入							
退 会			13	7	2	1	23
死 亡			2				2
除 名			64	5			69
種 別 変 更							
3 月末会員数	9	178	8,627	1,831	1,859	195	12,699
増 減		1	-40	1	72	-1	33



## ロ. 会計別収支状況 (昭和 36 年 3 月分)

会 計 別	収 入	支 出	増 減
一 般 会 計	1,147,228	1,537,947	△ 390,719
特 別 事 業 会 計	992,131	1,349,287	△ 357,156
収 益 事 業 会 計	2,996,057	1,998,851	997,206
遇 奨 資 金 会 計	50,855	16,585	34,270
稲 田 記 念 資 金 会 計	—	91,598	△ 91,598
岡 部 資 金 会 計	—	111,046	△ 111,046
退 職 積 立 金 会 計	—	—	—
仮受払金・預り金会計	1,064,816	1,095,782	△ 30,966
計	6,251,087	6,201,096	49,991

## ハ. 資金月末現在高 (昭和 36 年 3 月 31 日現在)

種 別	年度初 35. 3. 31 財産目録	前月末	3 月 31 日	年度初 との差	前月末 との差
預 金	4,787,703	4,396,026	4,940,448	152,745	544,422
内 普通預金	1,366,689	395,174	800,141	△ 566,548	404,967
当座預金	4,556	379	38,251	33,695	37,872
貯 蓄 信託預金	3,416,458	4,000,473	4,102,056	685,598	101,583
郵便貯金	603,000	1,125,000	578,000	△ 25,000	△ 547,000
振替貯金	584	455	106	478	349
現 金	971,384	51,073	103,991	△ 867,393	52,918
計	6,362,671	5,672,554	5,622,545	△ 740,126	49,991

## 36 年 4 月 新 入 会

[敬 称 略]

正員 阿部盛男, 岩田幹男, 悦道延彰, 大波俊英, 大野了  
一, 小野崎健, 工藤和友, 小菅 寛, 小山恒夫, 佐々木慶悦,  
志方 泰, 滋賀弘一郎, 新谷武雄, 菅原次郎, 鈴木重雄, 谷  
口義晴, 塚本俊夫, 中川一郎, 西見宏行, 西山弘志, 二宮市  
三, 牧田憲太郎, 榎田勝彦, 三池田一郎, 六浦 武, 武藤訓  
通, 村上暢夫, 安井 満, 保田好博, 横溝善治, 吉川昭光,  
依田尊之

准員 阿部安利, 石川好昭, 伊藤 浩, 尾崎充彦, 川崎

## 第 3 回評議員会

理事会に引続いて第 3 回評議員会に入り, 第 3 回ないし第 11 回理事会における主要議事について妻藤幹事から報告があり, これについて種々意見の交換があった。

以上をもって本日の議事を終了, ついで, 本年度最後の理事会および評議員会終了に伴う会長の挨拶があり, これに対し三熊副会長の謝辞があった。

## 各種委員会開催状況

## 1. 編集関係

海外論文委員会 4 月 4 日 2.00 pm { 東条会館  
ニュース委員会 4 月 4 日 5.30 pm  
論文委員会 4 月 5 日 2.00 pm 学会会議室

## 2. 論文賞, 著述賞委員会

4 月 3 日, 5.30 pm 電気クラブ

## 3. 第 3 回教科書委員会 4 月 8 日, 正午 大阪で開催された連合大会を機会に大阪市北区中の島, 関西電力ビルの関電会館で開催した。

## 4. 事業拡充臨時委員会

4 月 14 日, 5.30 pm 電気クラブ

## 5. 電気通信技術委員会

4 月 17 日, 5.30 pm 学会会議室

均, 児玉勝彦, 高屋昭太郎, 田中親虎, 富田真次, 西牟田修一, 新田晃道, 林 芳樹

学生員 赤井徳夫, 飯島清志, 伊沢秀晴, 和泉良彦, 井上憲正, 内川隆義, 小川 博, 大竹紘八郎, 大野進正, 大庭聖統, 岡村好文, 篠島寛治, 甲斐玉達郎, 北古賀孝郎, 木村茂範, 小玉 敬, 後藤俊成, 斎藤宗昭, 佐々木義智, 下村純武, 須田清彦, 菅原敬彌, 杉山正芳, 鈴木博之, 清野躬行, 高橋昌也, 竹内篤雄, 中川浩一, 中村 正, 中村初夫, 西山 力, 橋本和也, 林 陸生, 菱川寿人, 星野恒慶, 堀川 甫, 本田正明, 松井康博, 三井隆二, 森竹広安, 安富耕二, 柳川芳彦, 山崎孝夫, 酒嶋 章

# 電気通信学会発行図書

監修 嶋津保次郎・岡部豊比古・副島光穂・伊藤義一

## 最新の半導体工学

—材料から応用まで—

B 5 判 166頁 定価 330円 ㊦40円

執筆者 高橋 秀俊 外9名

## パラメトロンとその応用

A 5 判 230頁上製 定価 450円 ㊦40円

執筆者 柿 田 潔

## 電 波 伝 ぱ ん

A 5 判 376頁上製 定価 550円 ㊦50円

執筆者 小 林 夏 雄

## 通信線路伝送理論

A 5 判 302頁上製 定価 400円 ㊦40円

執筆者 高柳健次郎 他11名

## カラーテレビジョン技術

A 5 判 164頁上製 定価 280円 ㊦30

執筆者 高柳健次郎 外9名

## 最新のテレビジョン技術

A 5 判 上製 228頁 320円 ㊦40円

執筆者 川上 正光 他18名

## 最新のパルス技術

A 5 判 330頁上製 定価 550円 ㊦40円

## 改訂 最近の電気通信工学の解説

前編 A 5 判 304頁上製 定価400円 ㊦40円  
後編 A 5 判 328頁上製 定価450円 ㊦50円

## 通信工学を理解するための数学

A 5 判 320頁上製 定価 400円 ㊦40円

## 電 信 電 話 専 用 設 備

A 5 判 218頁 280円 ㊦40円

## 新 し い 通 信 測 定

A 5 判 186頁 250円 ㊦30円

## 海外論文訳 ト ラ フ ィ ッ ク 理 論

A 5 判 220頁 300円 ㊦30円

## 加 入 者 宅 内 装 置 回 路 図

ポケット判上製 250円 ㊦20円

## 新編 A形自動交換機回路図

同(1) 280円, (2) 300円 ㊦各20円

## 新編 H形自動交換機回路図

同 (1) 280円 ㊦20円  
(2) 300円 ㊦20円

## 改訂 手動電話交換機回路図

同 200円 ㊦20円

## 手 動 電 話 装 置 回 路 図

同(1) 200円, (2) 150円 ㊦各20円

## 私 設 電 話 交 換 機 回 路 図

同 250円 ㊦20円

A 5 判

# 実用通信工学叢書

並 製

▲通信理論とその応用	定価 150
▲負帰還増幅器〔理論と実際〕	180
▲電話トラフィック理論とその応用	180
▲伝送回路網及び濾波器(1)	160
●同 上(3)〔動作パラメータ設計法〕	200
電 信 用 継 電 器	40
●音声周波市外ダイヤル方式(1)	230
▲ 同 (2)	150
▲ 同 (3)	150
クロスバースイッチ	120

▲ワイヤスプリング継電器	定価 200
▲ダイヤルインパルスの伝送	150
▲交換機械測定法および測定器	150
継電器回路の手引	80
4号形電話機	120
▲共電式構内交換機	140
搬送式多重電信	90
無線測定	120
通信機器の防湿処理	130

送料1部15円(5部まで40円)

▲印は90円 ●印は30円

東京都千代田区富士見町2の8

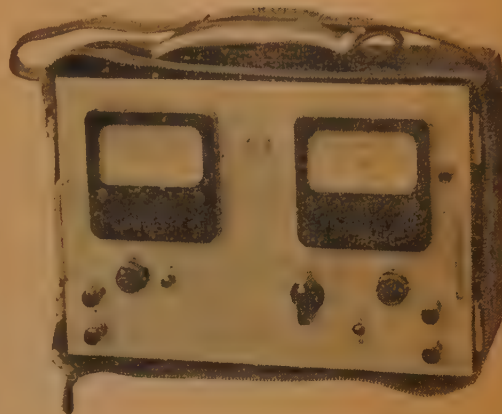
発行所 社団法人 電 気 通 信 学 会

電 話 (301) 3231~5・(331) 7348 振替口座東京 35300 番

# M-275B 形 直読インピーダンス計

(携帯 1 号直読インピーダンス計)

**M-275B 形 直読インピーダンス計**は携帯形発振器等と併用して、通信線路および通信機器、各種通信用部品のインピーダンスの絶対値および位相角をメーターの指示により、それぞれ直読測定するものであり、下記の利用面で有効適切にもちいることができます。



(1) 通信線路のインピーダンスの測定が迅速確実にできます。

(2) 各種部品及び回路のインピーダンスを適当な周波数で測定することにより、量産過程での品質管理に広く応用されます。特に位相角を測定することは製品均一性の微少なる差を拡大いたしますので、従来実施していた数種の試験項目を省略することも可能となります。例えば

(2. 1) 各種リレー、チョッパー、変成器等、巻線部品のインピーダンスの均一性を測定することにより層間短絡または異常の検出

(2. 2) L.C.R. 複合回路の合否判定 (あらかじめ規定した数点の周波数で測定する)

(2. 3) 各種コンデンサの  $\tan \delta$  の異常検出

(2. 4) 通信用濾波器の帯域内入出力インピーダンスの測定により、他の検査項目の一部を省略する。

その他、多くの新しい応用面の開拓が期待されます。

## 規 格

使用周波数範囲	0.2 kc~10 kc
絶対値測定範囲	50 $\Omega$ ~11.1k $\Omega$ 但し下記の5レンジ切換による。 40 $\Omega$ ~120 $\Omega$ , 120 $\Omega$ ~400 $\Omega$ , 400 $\Omega$ ~1.2 k $\Omega$ , 1.2 k $\Omega$ ~4 k $\Omega$ , 4 k $\Omega$ ~12 k $\Omega$
位相角測定範囲	0°~±90°
絶対値誤差	±4%以内
位相角誤差	絶対値 50 $\Omega$ ~5 k $\Omega$ にて ±(3%+4°) 以内 絶対値 5 k $\Omega$ 以上にて ±(6%+4°) 以内
所要入力レベル (併用発振器出力レベル)	約 +10dBm
乾電池持続時間	連続8時間以上の使用に対し、乾電池電圧は +10%~-20% を保持する。
寸法・重量	220×320×175 mm, 約 7 kg



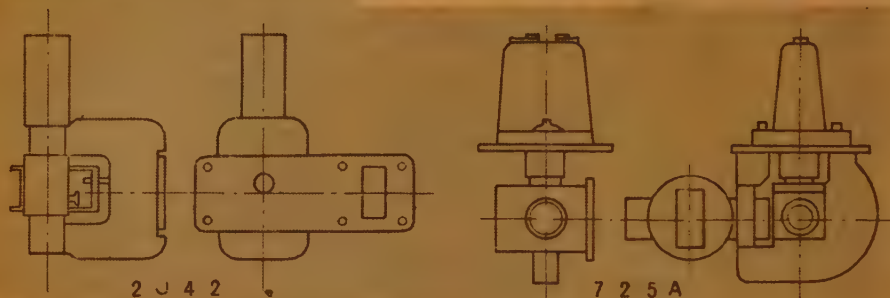
## 安井電気株式会社

東京都港区麻布富士見町 39 電話 (473) 2131 (代), 2141 (代)  
営業所 神戸市生田区栄町通 5-10 電話 元町 (4) 3614 (代)



# マグネトロン

定評ある **JRC** レーダ管シリーズ



## Xバンド マグネトロン シリーズ(1)

型 名	構 造	$f$ (Mc)	$H$ (Gauss)	動 作 例				備 考
				$e_{av}$ (kV)	$i_b$ (A)	$t_p$ ( $\mu$ s)	$p_o$ (kW)	
7 2 5 A	全金属型 固定同調周皮数	9345 ~9405	5400	12	12	0.4	50	
2 J 4 2	"	"	PKG	5.5	4.5	$\frac{1}{0.1}$	8	
2 J 4 2 A	"	"	"	6.9	7.5	$\frac{1}{0.1}$	20	小型軽量
2 J 4 2 H	"	"	"	5.5	4.5	0.4	8	高効率にて 安定動作

クライストロン、送受信機管も各種製作しております

又、フラチノトロン、mm波マグネトロン、医療用工業用マグネトロン、BWO等の高周波管、新産種の開発研究に常に努力しております。

特約店



# 日本無線株式会社

大央電気株式会社

千代田区神田加賀町2-6 葛山ビル  
電話 (291) 9404, (251) 5963

東京都港区芝田村1の7 第3森ビル  
大阪市北区堂島中1の2 2  
福岡市南園町3の5 3 立有ビル  
札幌市北一条西4の2 札幌ビル

電話 東京 (591)(代)9311(代)9321  
電話 大阪 36 4631 ~ 6  
電話 福岡 76 0277, 1282  
電話 札幌 26 161 ④ 6336

# ポロメータ (パレットサースタ)



1 Z 0 1



1 Z 0 2



1 Z 1 5



1 Z 1 6

これらのパレットは時定数の極めて小さく、非常に細く短かい白金線をマウントしてありますので、高感度でありまた正確な二乗特性をもっております。

鉱石検波器に代って高精度のマイクロ波機器の相対電力、VSWRの測定、電力モニタ減衰量および挿入損失などの測定に使用されます。

変調されたマイクロ波の検波およびモニタには、SPC製定在波増幅器 (3E01) と共に用い、またCWマイクロ波の電力測定にはSPC製ユニバーサルブリッジ (1P02) と組合せて使用されます。

形 名	周 波 数 (Gc)	交換可能 鉱石	バイアス電流 (mA)	動作抵抗 (Ω)	最大入力電力 (mW)	温度係数
1 Z 0 1	0 ~ 12.4	1 N 2 3	4 ~ 5	2 0 0	1	+
1 Z 0 2	12.4 ~ 26.5	1 N 2 6	4 ~ 5	2 0 0	1	+
1 Z 1 5	18.0 ~ 40.0	—	4 ~ 5	2 0 0	1	+
1 Z 1 6	50.0 ~ 75.0	—	4 ~ 5	2 0 0	1	+



1 Z 1 2



1 Z 1 4

これらのパレットおよびサースタはSPC製広帯域マウントに挿入して、SPC製ユニバーサルブリッジ (1P02) またはポロメータブリッジ (1P03) と組合せ、VSWR 1.5以下にて正確なマイクロ波電力の測定に使用されます。

形 名	周 波 数 (Gc)	使用マウント	最大入力電力 (mW)	動作抵抗 (Ω)	バイアス電流 (mA)	温度係数	備 考
1 Z 1 2	0.5 ~ 10.0	1 B90-P(J)	1	2 0 0	4 ~ 5	+	鉱石 1 N23 形
1 Z 1 3	0.5 ~ 10.0	1 T90-P(J)	100	200±20	3 5	+	
1 Z 1 4	0.5 ~ 10.0	1 T90-P(J)	10	200±20	1 2	-	
1 Z 0 5	2.6 ~ 8.2	1 T10, 1 T15 1 T20, 1 T25 1 T30	10	200±20	1 2	-	
1 Z 0 6	8.2 ~ 12.4	1 T35	10	200±20	1 2	-	
1 Z 1 8	0.1 ~ 1.0	1 B91	1	2 0 0	4 ~ 5	+	
1 Z 1 9	0.1 ~ 1.0	1 T91	100	200±20	3 5	+	
1 Z 2 0	0.1 ~ 1.0	1 T91	10	200±20	1 2	-	



## 島田理化工業株式会社

本社 本社工場 東京都調布市東島町415番地 電話 調布 (0229) 4101-6  
大阪販売部 大阪市北区伊勢町1番地 電話 大阪 (36) 6-8-0-7

# 4年間の努力

技術、設計、製造を  
総動員して完成した

*nippa の Digital Counter*

## TYPE N-180

郵政省型式検定

W第1131号



- ※ 変換器を使用して  
220 Mcまで
- ※ 置換発振器を使用し  
て1,200Mcまで
- ※ タイムインターバル  
付加器を用いて  
 $1\mu S \sim 10^7 \text{ sec}$
- ※ ビデオ増幅器を用い  
て10mV r.m.sから
- ※ コードコンバータ  
コードスキャンナ  
電動タイプライタ  
と併用して最大10点  
までの同時印字記録  
ができます。

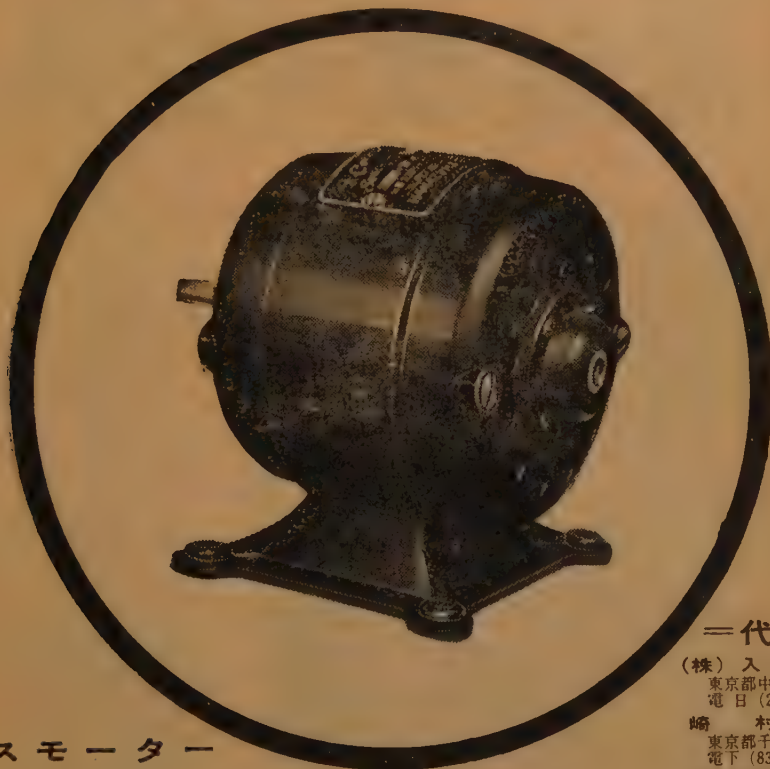
# 日本電波株式会社

東京都品川区東中延4の1402  
電話 (781) 7171(代)7155 (代)(782) 0055, 1013営業直通



古き伝統と新しい技術

# コロナモーター



シリーズモーター  
シンクロナスモーター  
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については  
御相談下さい。必ず御期待にそいます。

## ＝代理店＝

(株) 入江製作所  
東京都中央区日本橋本町4の7  
電 日 (241) 代表 5 2 8 1

崎 村 商 店  
東京都千代田区神田五軒町42  
電 下 (831) 9 9 5 3, 4 3 4 6

吉沢精機工業株式会社  
東京都文京区湯島新花町35  
電 小 (921) 1 0 4 2, 7 0 8 8  
営 業 所 長野市横町20  
電 話 長 野 4 6 0 1  
新潟市下大川前石油企業会館内  
電 話 新潟 (3) 0 6 0 3

ユタカ電業株式会社  
東京都港区芝新橋5の22  
電 (501) 代表 8 4 9 1-5

日本電化工業社  
京都市下京区河原町通り四条下ル(日生ビル)  
電 下 (5) 2 5 8 7, 9 2 4 7

沢電気機械株式会社  
大阪府西区土佐堀通り2の8  
電 大 (44) 3 7 1 5(代表)~9

(株) 西山製作所  
大阪府東区瓦町 2 の 1 5  
電 北 (23) 5755, 229, 448

(有) 入江製作所  
名古屋市中区大池町1の48  
電 中 (24) 1 6 2 1, 6 3 8 9

岩谷産業株式会社  
大阪府東区本町 3  
電 船 (26) 3251~5, 8251~5  
営 業 所 東京・名古屋

(旧 社 名 花 塚 電 機 産 業 株 式 会 社)

# コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒 (712) 代表 3146-⑤

# ※ スチロフレックス 同軸 ケーブル



## 特 長

- (1) 可撓性に富んだ接続のない長尺のケーブルである。
- (2) 品質が極めて均一である。
- (3) 低損失である。
- (4) 電気持性の経年変化がない。
- (5) 軽量且つ強靱である。
- (6) 建設及び保安が容易で極めて経済的である。

## 用 途

### 各種放送：

TV放送 FM放送 短波放送 STリンク 共同聴視

### 各種無線通信：

マイクロエープリング  
V.H.F 帯無線通信レーダー  
宇宙通信 見透外伝播通信

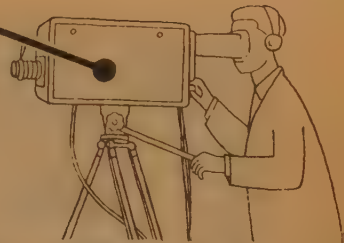


※ Styroflex は Norddeutsche Seekabelwerk AG. の登録商標であります

# 大日電線株式会社

本 社 尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 8 番 地  
大阪事務所 大 阪 市 北 区 梅 田 (梅 田 ビ ル)  
支 社 東 京 ・ 名 古 屋 ・ 福 岡 工 場 尼 崎 ・ 和 歌 山 県 箕 島

# I.T.V.映像の キメ手!



I.T.V.の映像は、撮像管の性能と品質が決定します。

ナショナルビジコン6326はI.T.V.メーカーの皆さまの設計目的を十分に組みこんで造られた高性能型です。

工業用、学術研究用、事務用と、ますます応用分野のひろがるI.T.V.に、ぜひナショナルビジコン6326を……

## ナショナルビジコンの特長

- 解像度はすばらしく、中心で600本以上。
- 感度は鋭敏、100 L Xまで使えます。
- 分光波長感度は視感度とほぼ同じ、肉眼で直視したとおりの自然のままの像が得られます
- 小型・軽量で、ウォークー・ルッキーにも最適。
- 残像が僅少で、動態撮影にもすぐれた撮像ができます。



松下電器産業株式会社

技術・ご購入のご相談は……

東京都中央区西洲座1ノ3 実業ビル内 電話 東京 (561) 8461, 8471 松下電器 東京特機営業所 電子部  
大阪府北区天神橋筋北詰 ナショナルビル内 電話 大阪 (9) 9131, 9551 松下電器 大阪特機営業所  
名古屋市中村区世帯町1ノ221 電話 名古屋 (9) 3221, 8116 松下電器 名古屋特機営業所





# INDUSTRY'S FIRST DIRECT READING MICROWAVE PHASE METER



300 Mc to 10,000Mc

FREQUENCY COVERAGE

MODEL 300

新鋭 Wiltron 社の矢継ぎ早の第二弾、直読式マイクロ波位相計につき簡単にお知らせ致します。

Wiltron 社のパテントに基く本器の原理と申しますのは、二つのマイクロ波信号の相對位相をきめるため、相差を測定すべき二つの信号をスロットッドラインの両端に加えて定在波パターンを生ぜしめ、その位置を二乗則検波を利用して直読することにあります。

従来の煩雜で時間のかゝるヘテロダイン方式や位相シフター方式と全く異なり、不整合による誤差をにげる簡便な直読式のものゝは業界で久しく待望されていたものであります。茲に Wiltron によつて初めて世に出されたわけで、近代的なマイクロ波研究室にぜひお備えいただきたいと思うものであります。

日 本 総 代 理 店

インダストリアル・インポーツ株式会社

東京都中央区銀座 2-3 米井ビル TEL (561) 1171



Electronically Steerable Antenna Arrays : Microwave Telemetry Pulse  
Compression Radar : Electron Linear Accelerators  
Monopulse Radars : Plasma Diagnostics : Radio Astronomy  
Paralled Output Transmitters : Communications (Including Space Comm.)

## **SPECIFICATIONS**

### **FREQUENCY COVERAGE:**

300 Mc to 10,000 Mc, Usable at higher frequencies.

### **ACCURACY:**

The instrument will resolve phase differences of less than.  $1^\circ$

### **INPUT SWR:**

Less than 1.025 at either end at 1000 Mc; less than 1.07 at 4000 Mc

### **INPUT CONNECTORS:**

Type "N". Other connectors available on special order.

### **POWER LEVELS:**

Level greater than 1 mw required for maximum sensitivity.

### **SIGNAL MODULATION:**

1000 cps ( $\pm 10\%$ ) square or sine wave (also available for pulsed modulation. See section on available modifications.)

### **MODULATION SYNC INPUT REQUIRED:**

5 volts to 75 volts sine or square wave.

### **METER SCALE:**

Five Measurement Ranges :  $\pm 90^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $6^\circ$ ,  $2^\circ$ ,  $0.6^\circ$  Full Scale Readings.

### **DETECTOR TRAVERSE:**

50 cm.

### **SIGNAL OUT:**

100 mv peak output for loads greater than 10 k ohms.

### **SERVO OUT:**

Up to .5 ma for loads less than 100 ohms.

### **PHYSICAL DESCRIPTION:**

Model 300 includes slotted line, detector mount, matched detectors, connecting cable, and phase indicator. Phase indicator measures 9" high,  $19\frac{1}{2}$ " wide, 12" deep. Slotted line furnished with wooden case for storage.

### **POWER INPUT:**

75 watts, 110 or 220 V, 60 cps.

日 本 総 代 理 店

**インダストリアル・インポーツ株式会社**

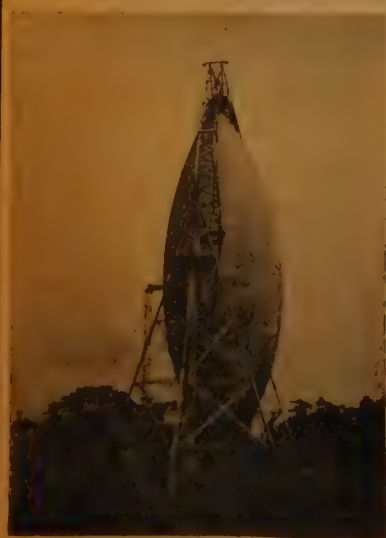
東京都中央区銀座 2-3 米井ビル TEL (561) 1171

# 電線と ケーブル 日本電線



本社・東京都墨田区寺島町2の8  
営業所・東京都中央区築地3の10 豊和会館内  
大阪販売店・大阪市北区梅田町47新阪神ビル7階704号室  
名古屋出張所・名古屋市中区広小路通4の17 東ビル  
福岡出張所・福岡市上洲崎町42  
仙台駐在員事務所・仙台市名掛丁38  
札幌駐在員事務所・札幌市北三条西四丁目（第一生命ビル）

電話 611局 101~7  
電話 (541) 2021~9  
電話大阪 (06) 3658-1171  
電話本局 (23) 0284  
電話東 (3) 4397  
電話仙台 3515  
電話札幌 (4) 1768



直径15米パラバルーン  
(日本電電公社電気通信研究所殿納入)



## アンテナのアンテナ

各種通信用高性能アンテナ

パラバルーン (大型バルーン型アンテナ)

直径 3米, 8米, 15米

方向性結合器・分波器

各種レーダー用アンテナ

特殊アンテナ・アンテナ付属品

テレビジョン受像用アンテナ

アンテナ柱・鉄塔 製作工事

テレビ据付工事及びサービス

最高の  
技術を誇る



## 安展工業株式会社

本社・工場 川崎市中九子川向1202番地 電話 中原(047)代表 6183  
東京営業所 東京都千代田区神田一ツ橋2-9 電話 九段(331)代表 0566  
大阪営業所 大阪市北区曽根崎上1-55 電話大阪(34)8971~3, (86)7684



# クテリオン

## V 型振動試験機

### 用途

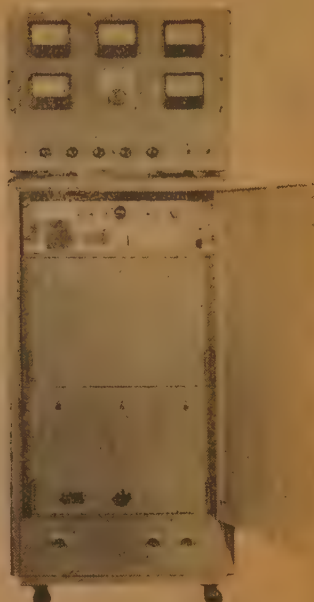
- ① 航空機、ロケット、自動車等の機構体解析
- ② 電子機器および部品等の振動試験
- ③ 各種物体の共振周波数の測定
- ④ 各種物体の振動状態の測定
- ⑤ 各種物品、材料の疲労試験
- ⑥ ダンピング特性の測定
- ⑦ 構造物の振動試験
- ⑧ 液体の乳化、攪拌、混合
- ⑨ その他、各種の振動試験全般

### 特 徴

- ① 振動数が広範囲に連続可変出来ます。
- ② 振幅を任意に調整出来ます。
- ③ 取扱が容易で可搬型ですので何処へでも移動出来ます。
- ④ オートサイクリングが可能です。
- ⑤ 騒音が有りませんので耳による不良個所の摘出が出来ます。
- ⑥ MIL, NDS, JIS, の振動試験全部が可能です。
- ⑦ 加速度、振幅、速度メーターで直読出来ます。
- ⑧ 記録された振動の復元試験が出来ます。
- ⑨ 共振機に比べ共振点の測定には最適です。



VB-10型



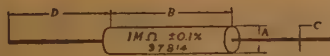
V-500型

帝 国 電 波 株 式 会 社

本 社 東京都文京区白山前町44 TEL (921) 8145 (代) 9  
 藤工場 埼玉県藤市上町4-3311 TEL (0889) 4576代



## 精密捲線抵抗器



P T 型



P W 型



P B 型

型		名	P T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸 法	mm	A	13	20	8	8	8
		B	38	38	30	70	100
		C	1	1	1	1	1
		D	50	50	30	50	50
抵抗 値 範 圍	Rmax	RN	1 MΩ	2 MΩ	150 KΩ	800 KΩ	1 MΩ
		RA	150 KΩ	400 KΩ	25 KΩ	150 KΩ	200 KΩ
	Rmin	.05 %	25 Ω	25 Ω	50 Ω	50 Ω	25 Ω
		.1 %	10 Ω	10 Ω	20 Ω	20 Ω	10 Ω
		.2 %	5 Ω	5 Ω	10 Ω	10 Ω	5 Ω
		.3 %	1 Ω	1 Ω	2 Ω	2 Ω	1 Ω
		1 %	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
		1 %	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
定格電力W		W40	1	2	0.5	1	1.5
		W20	0.5	1	0.3	0.5	0.75
最大加電圧V		F	1000	1500	270	900	1200
仕切		数	4	4	2	8	12

型			名	P W	PW-1	PW-2	PW-3	P B	PB-1
寸  法 mm		A	32.5	57.5	32.5	57.5	28	12	
		B	20	20	25	25	22	17	
		C	27.5	52.5	27.5	52	32	14.5	
		D	17	17	17	17	12	9	
		E	7	7	4.5	4.5	7	5.5	
		F	4	4	4	4	8.5	5	
抵抗 値 範 圍	Rmax	RN	1 MΩ	2 MΩ	2 MΩ	5 MΩ	1 MΩ	250 KΩ	
		RA	200 KΩ	400 KΩ	400 KΩ	1 MΩ	200 KΩ	50 KΩ	
	Rmin	0.05 %	25	25	25	25	25	50	
		0.1 %	10	10	10	10	10	20	
		0.2% %	5	5	5	5	5	10	
		0.3 %	1	1	1	1	1	2	
		1 %	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	1	
定 格 電 力 W	W40	1	3	1.5	5	1	0.5		
	W20	0.5	1.5	0.8	2.5	0.5	0.3		
最大加電圧 V	E	1000	2000	1200	2000	1000	270		
仕 切 数		4	4	4	4	0	0		

Rmax 最大抵抗値, Rmin 最小抵抗値, RN 抵抗温度係数  $+1.3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$  (0.1%以下  $2 \times 10^{-4}$ ), RA  $+0.2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ , W40 温度上昇  $40^{\circ}\text{C}$ , W20 温度上昇  $20^{\circ}\text{C}$

●ステアタイトボbinはSTと型名に記入下さい カタログ贈呈

真 下 製 作 所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電話 (461) 0712, 8037

クリスタルオーム

# 必ず使う 測定器

## SM-101型 歪率計

新製品



正価 48,000円

### ★特長

- 並列T型回路を利用して新しく設計された歪率測定器であります。
- 小型軽量で価格が非常に低廉ですが性能は高価なものと少しも変わりません。

### ★用途

- 歪率、信号対雑音比の測定。
- 広帯域高感度真空管電圧計。

### ★性能

- 歪率測定基本周波数範囲 30%~30 K% 連続可変。
- 歪率測定範囲、及指示値 30%~0.2%、 $\mu$ 及%直読。
- 歪率測定に必要な入力 0.5V(入力インピーダンス100 K $\Omega$ )
- 真空管電圧計周波数特性 30%~100 K% (0.5db)

20%~150 K% (1db)

2 mV~10V

100V 交流50~60%

電源変動に対する安定度 電源変動 $\pm 15\%$ に対して指示誤差

0.2db 以内

消費電力 25VA

★主たる納入先 警察庁、NHK、日本電気、その他主要メーカー



## 信和通信機株式会社

東京都杉並区下高井戸4ノ943 電話(312)0125(代表)~0130



測定用可変減衰器  
高周波低周波減衰器  
廻転切換器

コレクトオーム

(J) Na 7104.

NDS XC 6442

XXC 6441



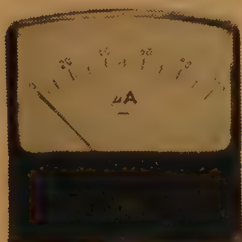
## 東京光音電波株式会社

本社・工場 東京都世田谷区上馬町3-1043 TEL代表(414) 103・9150

渋谷・工場 東京都渋谷区宇田川町53 TEL(461)1573・9635・1018



# 新型パネル用計器



新発売！

WMR-65N (可動コイル型)  
WCR-65N (整流器型)  
WSR-65N (可動鉄片型)  
外型 81×79mm 胴径 65φ



指示電気計器  
工場

渡辺電機工業株式会社



東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

電話 青山  
(401)

2 2 8 1  
6 1 4 1  
6 1 4 2  
6 1 4 3  
6 1 4 4

1. 65型計器と取付寸法が全く同じですからそのまま取付ができます。
2. 外観は新しいデザインで美しい着色がしてあり機器に取付けた場合製品が一層引立ちます。
3. 目盛窓が一段と広くなっておりますので指示が読取り易くなっております。
4. 電気的特性は高度な品質管理により一段と向上しております。
5. 量産態勢により納期迅速いつでも御要望に応じられます。

## マーキュリー パルサー PG-IV型

能  
立上り時間 約2μs  
出力波形  
矩形波  
パルス幅 10mμs  
50mμs  
100mμs

三角波  
立下り時間 10μs  
50μs

波高値 0~100V連続可変  
極性 正及び負  
繰返し周波数 50~60pps  
出力インピーダンス 75Ω



TOKYO ATOMIC



東京原子工業株式会社

東京都品川区五反田1の429 TEL (441) 1176代表



総代理店

安宅産業株式会社機械第一部原子力課

本社 大阪市東区今橋5の14 TEL (23) 8461  
東京支店 東京都千代田区大手町1の4 TEL (201) 6411  
名古屋支店 名古屋市中区園井町2の1 TEL (23) 2161



# アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上  
塗装下地用アルマイト処理  
特殊導通処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

## 電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地 TEL (731) 3169  
(738) 0825

*Shinkoh*

■フルスケール 0.35 秒, 最高の応動速度を持つ X 軸 ■サーボ機構 - 時間送り相互の瞬時切替自由な Y 軸 ■長時間の記録が行なえるストリップチャート ■用途に応じて選択できる 4 種の増幅器



万能的な用途を持つ、高性能の X-Y レコーダーを完成しました

抵抗線歪計と応用計器

(誌名記入の上カタログご請求下さい)

新興通信工業株式会社

本社・工場

神奈川県逗子市桜山 760

営業所

電話 (逗子) 3511 (代表)

東京・大阪・名古屋・福岡

# 新しい時代を創る / 性能



フクダ心電計  
無線搬送心電計  
ベクトルスコープ  
医用電子装置  
工業用計測器



## フクダの医用電子 製品

●カタログは広報課まで御請求下さい。

- トランジスター 心電計
- トランジスター 心音計

## フクダ医療電機株式会社

東京都台東区池ノ端七軒町7 (821)4096, 6576~7, 6868(夜)

### 出張所

札幌市 北十四条西4丁目 (3) 1067  
仙台市 北四番丁9-4 2 4291  
金沢市 中石引町5-8 2 5950  
広島市 宝町4-3-2 3 2304  
岡山市 大橋裏町2ノ253 (3) 5466  
福岡市 大牟前町1ノ1116 (65) 2144

### 出張所

熊本市 龍町23 (2) 2759  
重慶市 山下町4-7 (2) 4817  
新潟市 白山通1ノ401 (2) 7828  
水戸市 鉄砲町1136 2381  
宇都宮市 本町4 1469  
前橋市 岩井町221ノ12 6563

### フクダ医療電機販売株式会社

大阪市 西区南船場4ノ11岡崎ビル40 2102  
京都市 上京区今出川通寺町西入ル23 4472  
徳島市 幸町3-5-3 (2) 8644  
横浜市 西区杉山町2 黒田ビル44 6873, 6947  
静岡市 泉町4-2 (2) 2297  
名古屋市 中区板橋町1ノ32 (24) 9089

## デジタル計測の小野測器

＝小型・軽量・すぐれた性能＝

- 分解能 1.2 MC / s
- 電源 D. C. 12V (7 W)
- 2年間無償保証

- 特長 ●長時間の連続使用でも極めて安定
- 電源は交直両用のため交流電源のない車上、僻地でも使用可能
  - 小型・軽量のため携帯に便利

- 性能 ●測定範囲 (周波数) D.C. ~ 1.2 MC/s  
(回転数) 0 ~ 600,000 rpm
- 回路方式 全トランジスタ10進法, 5桁
  - 測定時間 10μS, 100μS, 1mS, 10mS, 100mS, 1S, 10S
  - 電源 D.C. 12V 及び A.C. 100V (50~60%)
  - 寸法・重量 230×215×310mm 6.5 kg



Q-171型トランジスター式自動計数器

電子管式及びトランジスタ式計数器及各種ピックアップ、回転計その他応用装置



株式会社 小野測器製作所

東京都大田区下丸子2-5-7 Tel. (738)1900 (731)9937 (731)8866

地方取引特ニ歡迎  
在庫豊富・即納

振替口座 大阪五番

計測器・

電話機・交換機・諸部分品

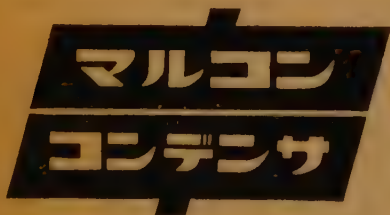
架線用・諸材料

ケーブル電線・工事用諸材料

# 株式会社 山西

本社 大阪市浪速区恵美須町2丁目27番地  
電話 大阪 (64) 5 番・6 番・7 番・18 番・19 番  
出張所 東京都千代田区6番町5番地  
電話 九段 (332) 4 9 6 5 番 (301) 2 7 6 5 番

早く・安く・よい品を！



最小の体で最大の力を出す

T S コンデンサ

営業 電解コンデンサ  
品 タンタルコンデンサ  
目 油入コンデンサ  
MPコンデンサ

東京電器株式会社

東京 東京都中央区日本橋本町4-9 (東山ビル) TEL (201) 9494 (代表)  
大阪 大阪市北区朝笠町50 (空島ビル) TEL (34) 8720  
山形 長井市 官 1 5 6 0 TEL (長井) 2131~4

日本一の量産を誇る

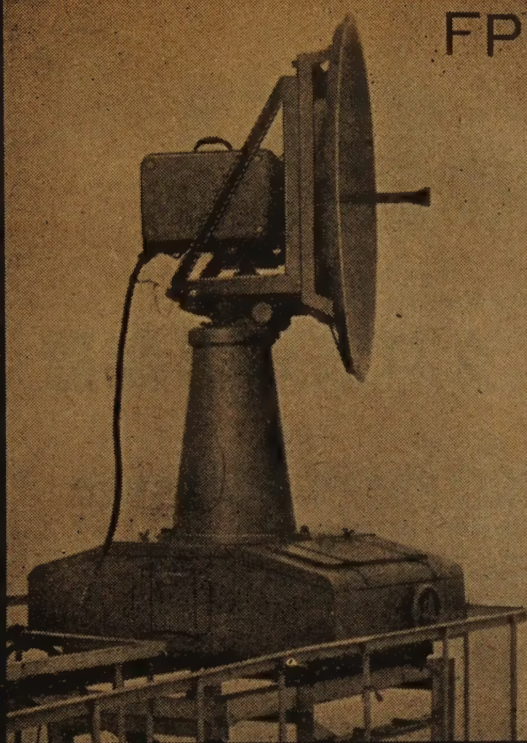
タンタルコンデンサ





# FPU パラボラ遠隔制御装置

TP18-1 型 NHK 納入  
東京タワー鉄塔150m 上に  
取付けられた回転パラボラ  
四装置の中一台を示す



## 用途

本装置は TV 放送局において、TV 映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

## 規格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口径 4呎 (開口径 6呎にも使用出来る)

## 重量

パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約 450kg である。

株式会社 **加藤電気工業所**

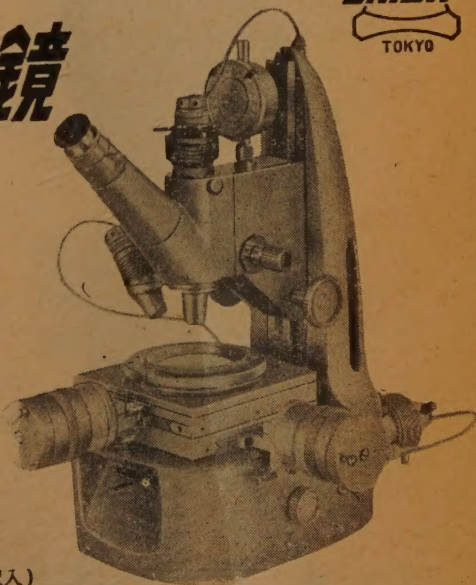
東京都北区東十条 2-6

電話 王子(911) 3672・0093・(919)2230

“使い良く、高性能を誇る”

# ユニオンの測定顕微鏡

S M



## 主な御使用先

東京芝浦電気	第二精工舎
ソニー	シチズン時計
日立製作所	オリエント時計
松下電器産業	高野精密
沖電気	三洋電機
電気通信研究所	富士電子
機械試験所	敬称略 順不同

カタログ呈上 (誌名記入)

“UM” 万能顕微鏡メーカー

**ユニオン光学株式会社**

MODEL SM 25-3

東京都板橋区志村町 2-15 電話 (901) 3186 (代表) -9





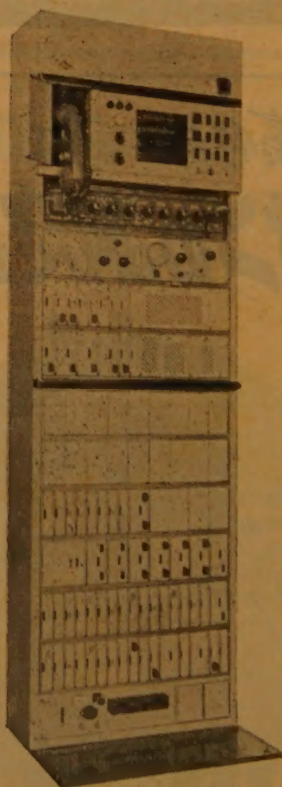
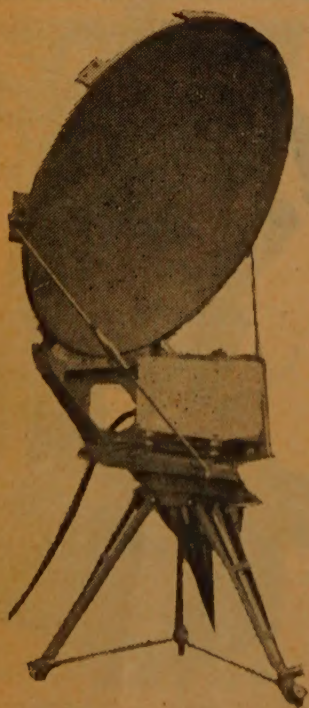
完全な技術でおくる…

## 12GC 簡易マイクロ波通信装置

本機は12.4～12.7GC帯の固定用小通話路用（12CH以下）のマイクロ波多重通信装置で、搬送端局装置と組合せ電話回線を接続することができます。小通話路に最も適した通信方式を採用しています。

### 特長

- マイクロ波真空管、特殊真空管以外のトランジスタ化
- 送信管、局発管共用方式
- AFC方式
- 狭帯域受信方式
- 送受空中線共用、偏波面による送受分離
- マイクロ波ヘッド部と空中線の一本化
- 低損失高感度方式による反射板使用範囲の拡大



沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL.(451)2191,9271



# 日立 12G C 帯 多重無線電話装置

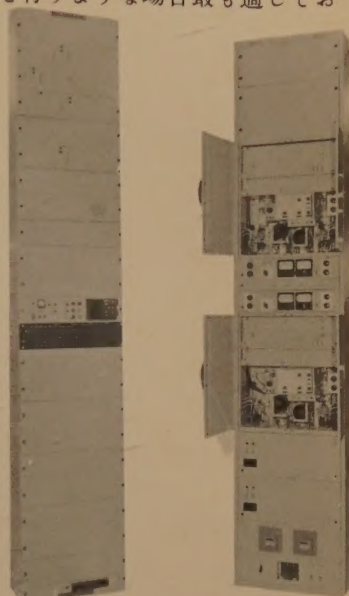
本装置は12G C 帯に於て、検波中継方式により、最大60CHを構成するSS-FM方式多重無線電話装置であります。中継区間数が2～4区間程度で各中継局に於てチャンネルの分岐挿入を行うような場合最も適しております。

## 1) 無線機

- クライストロン以外はすべて半導体素子を使用しているため保守が容易で、消費電力が少いため予備電源が簡単となります。
- 現用機、予備は1架(520×225×2510)に組込まれており、立体回路部以外はプラグイン構造でback to backの配置が可能です。

## 性 能

周波数範囲 12,200～12,450MC  
 変調方式 リベラ周波数変調  
 中継方式 検波中継  
 送信出力 100mW  
 受信機NF 15 dB  
 受信機帯域幅 8MC  
 伝送周波数帯域 0.3～264KC



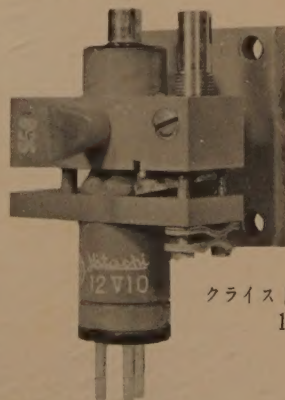
MT-60型 60CH 全トランジスタ無線端局装置  
 UXFT-011型 12G C 無線装置

## 2) 搬送端局

- すべて半導体素子を使用しているため保守が容易で、消費電力が少く、容積は真空管式に比べて $\frac{1}{10}$ 以下(60CH全実装で1架520×225×2700)となっています。
- メカニカルフィルタの使用により、変復調段数が少く、回路が簡単です。

## 性 能

通路路数 60CH  
 伝送周波数帯域 8～264Kc  
 音声周波数帯域 0.3～3.4Kc  
 信号方式 帯域外1周波無通話時送出方式(3.85Kc)  
 周波数安定度 電源変動 $\pm 5\%$   
 温度変化  $0^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$  に対し  
 $\pm 3 \times 10^{-6}$  以下

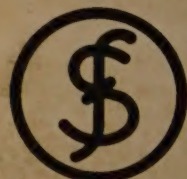
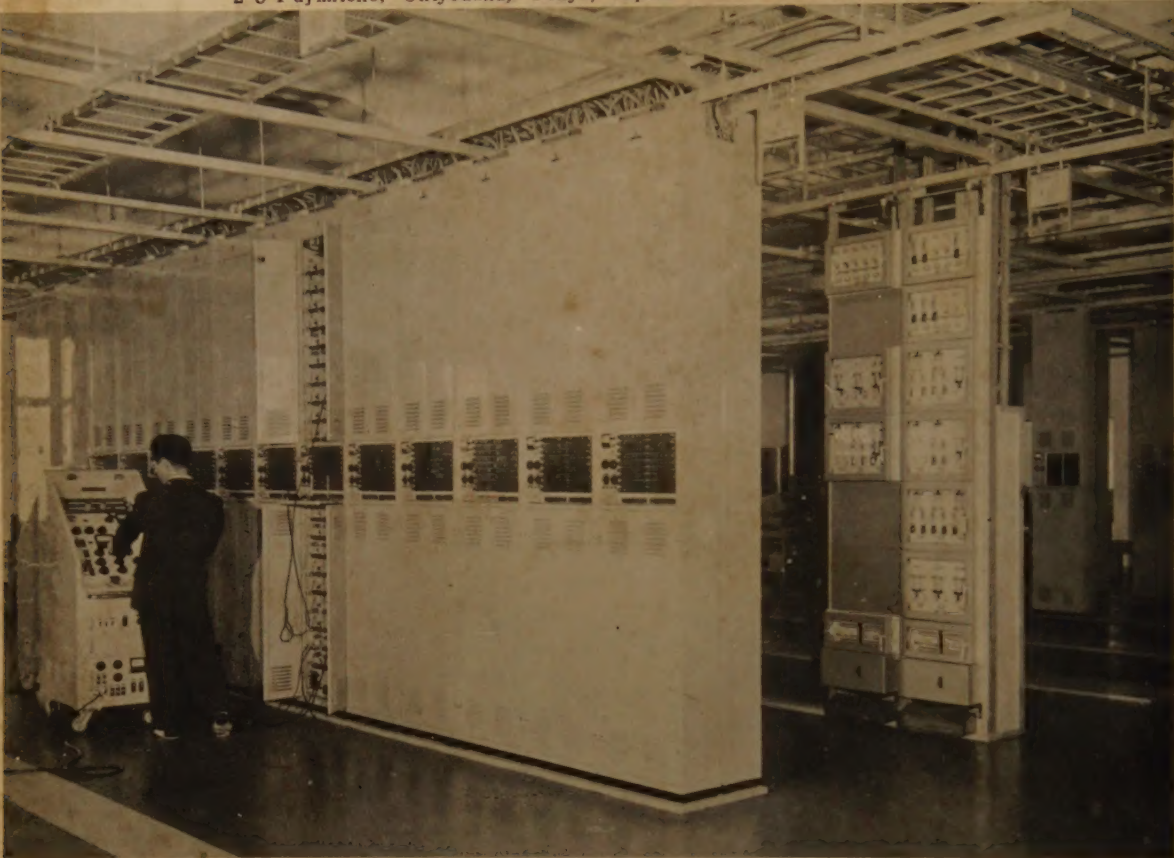


クライストロン  
12V10

## 3) クライストロン

本機に使用されているクライストロンは日立形名12V10であり当社、中央研究所にて開発された高性能反射型クライストロンで10,500MC～13,500MCの範囲で最大250mWの出力を得る事ができます。





# 富士の

7000MC

多重無線装置

搬送機器と接続して高性能を発揮する7000MC無線通信装置（マイクロウェーブ）は超多重化が可能なFM方式です。

## 製造品目

多種交換装置	無線装置
多種電話機	回路部品
搬送通信装置	表示装置
装荷線輪	電子計算機
オートメーション用機器	

## 富士通信機製造株式会社

東京都千代田区丸の内3の2 電話 (281) 6221 (大代表)